1. MÄRZ 1929

FUNK BASTLER

HEFT 9

FACHBLATT DES DEUTSCHEN FUNKTECHNISCHEN VERBANDES E.V.

Die Anodenkopplung bei Schirmgitterröhren

Von

Dipl.-Ing. Hans Wünning.

Vieles ist an dieser Stelle schon über Schirmgitterröhren und die ihren Eigenschaften am besten angepaßten Schaltungen geschrieben worden. Aus allem Bisherigen ging ziemlich eindeutig hervor, daß nur die Sperrkreisschaltung die der Schirmgitterröhre gewissermaßen „auf den Leib gepaßte" sei und keine andere Schaltung an die damit erzielbaren Verstärkungsziffern heranreichen oder gar diese noch übertreffen könne. Zweck nachfolgender Ausführungen soll es nun sein, die übrigen Arten der Ankopplung auf ihre Brauchbarkeit in Verbindung mit Schirmgitterröhren zu untersuchen, wobei vorweggenommen sei, daß noch eine Möglichkeit besteht, die größere Beachtung verdient.

Die folgenden Untersuchungen sollen sich nur auf das Gebiet der Rundfunk- und der langen Wellen erstrecken. Von kurzen Wellen, für die sogar Ohsmche Widerstände, praktisch verwirklicht durch die sogenannten Hochohmwiderstandsstäbe, als Kopplungsglied dem Sperrkreis ebenbürtig sein sollen, wollen wir hier absehen.

Es ist leicht einzusehen, daß für den zu betrachtenden Wellenbereich die Schirmgitterröhre weder in Widerstands- noch in Drosselkopplung etwas zu leisten vermag. Es sei erinnert, daß zwar die zwischen dem Gitter und der Anode der Schirmgitterröhre bestehende Kapazität sehr klein ist (hierauf beruht der Vorzug der Schirmgitterröhre!), daß dagegen die Kapazität zwischen der Anode und dem Heizfaden nicht unbeträchtlich ist. Das hat, nebenbei bemerkt, seinen Grund darin, daß das Schirmgitter in der betriebsfertigen Schaltung in bezug auf Hochfrequenzströme als mit der Katode verbunden betrachtet werden kann. So vergrößert also die Anoden-Schirmgitter-Kapazität noch die in jeder Eingitterröhre ebenfalls vorhandene Anoden-Kathoden-Kapazität. Diese Anoden-Kathoden-Kapazität ist jedoch bei Widerstandskopplung dem in der Anodenleitung liegenden Kopplungswiderstande parallelgeschaltet zu denken, bei Drosselkopplung entsprechend parallel zur Drossel, wenigstens soweit Hochfrequenzströme in Betracht kommen. Die auf diesem Wege zwangsweise auftretende Parallelkapazität vereitelt grundsätzlich die Herstellung des erforderlichen hohen Widerstandes im äußeren Anodenkreise. Es verbleibt also noch die Ankopplung mittels eines auf der Sekundärseite abgestimmten Hochfrequenztransformators. Um dessen Eigenschaften mit denen des Sperrkreises vergleichen zu können, müssen wir zunächst einige Betrachtungen über den letzteren anstellen.

Die Theorie der Verstärkung von Wechselströmen und Wechselspannungen mittels Elektronenröhren lehrt folgendes: Bei einer Art der Ankopplung, welche einen irgendwie beschaffenen Widerstand im äußeren Teile des Anodenkreises vorsieht und die an ihm erzeugten Spannungen (über einen Block) dem Gitter der nächsten Röhre zuführt, müßte zur Erzielung der höchstmöglichen Verstärkung dieser Anodenkreiswiderstand unendlich groß sein. In diesem, allerdings nie erreichbaren, Idealfalle würde die Verstärkung gleich dem Verstärkungsfaktor der Röhre werden, welch letzterer bekanntlich gleich dem Kehrwerte des Durchgriffs ist. Praktisch lassen sich die bei dieser Art der Ankopplung erforderlichen hohen Anodenkreiswiderstände, allerdings auch bloß annähernd, nur durch Sperrkreise herstellen, die außerdem noch den Vorteil haben, daß die obenerwähnte Anoden-Kathoden-Kapazität mit in die Abstimmung eingeht.

Wir wollen diese Behauptungen theoretisch beweisen. Die Gleichung (1) stellt die Verstärkung V dar, D bedeutet den Durchgriff, R_i den inneren Röhrenwiderstand und $\mathfrak{R}_a$ den Widerstand im äußeren Anodenkreise.

$$V = \frac{\frac{1}{D}}{1 + \frac{R_i}{\mathfrak{R}_a}}. \qquad (1)$$

Läßt man nämlich $\mathfrak{R}_a$ sehr groß werden, so wird der Bruch $\frac{R_i}{\mathfrak{R}_a}$ so klein, daß er gegenüber „1" vernachlässigt werden kann. In diesem Falle wird aber $V = \frac{1}{D}$.

Bekanntlich steigt der Widerstand eines Sperrkreises bei Resonanz auf das $\frac{\pi}{\vartheta}$ fache der Reaktanz der Induktivität oder der Kapazität für sich allein. Hierbei ist das Dämpfungsdekrement $\vartheta = \delta \cdot T = R \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$, worin ihrerseits bedeuten:

$$\delta = \text{Zeitkonstante} = \frac{R}{2L} \text{ und } T = \text{Schwingungsdauer} = 2\pi\sqrt{C \cdot L}.$$

Bezeichnet R den Verlustwiderstand, so berechnet sich der Resonanzwiderstand R_{res} mit großer Annäherung aus der einfachen Beziehung

$$R_{res} = \frac{L}{C \cdot R}, \qquad (2)$$

und die Verstärkungsformel (1) geht über in

$$V_{sp} = \frac{\frac{1}{D}}{1 + \frac{R_i \cdot C \cdot R}{L}} = \frac{\frac{1}{D}}{1 + \frac{R_i \cdot R}{\omega^2 L^2}}. \qquad (3)$$

Die Tatsache, daß der im Nenner erscheinende — nur für die betreffende Frequenz gültige — Verlustwiderstand R nicht beliebig heruntergedrückt werden kann, erklärt eindeutig, warum der Resonanzwiderstand R_{res} nicht in allen Fällen auf den erforderlichen hohen Betrag gebracht werden kann. In R sind sämtliche in dem Sperrkreise bei der betreffenden Frequenz auftretenden Verluste vereinigt zu denken, also der Verlust in dem Ohmschen Widerstand, welch letzterer infolge der mit steigender Frequenz zunehmenden Verdrängung der Stromlinien nach der Oberfläche der Leiterdrähte erheblich größer als der bei Gleichstrom gemessene Widerstand ist, Verluste durch schlechte Isolation, durch Energieverbrauch in den Dielektriken (Kondensator, Röhrensockel und -fuß) und schließlich durch Abstrahlung.

Auch ohne die Hilfsmittel der Mathematik können wir uns klarmachen, warum ein Sperrkreis mit geringen Verlusten

besser wirkt als ein stark gedämpfter. Um von vornherein falsche Vorstellungen zu vermeiden, sei besonders hervorgehoben, daß wir streng zwischen einem im Sperrkreise selbst fließenden Wechselstrome und einem Strome zu unterscheiden haben, der bei der einen Klemme in den Sperrkreis eintritt und ihn bei der anderen verläßt. In Abb. 1 sei letzterer mit J_1, ersterer mit J_2 bezeichnet. Dieser Schwingungsstrom J_2 bewirkt das Auftreten einer Spannung zwischen den Klemmen K_1 und K_2, die sich der an den Sperrkreis gelegten Spannung entgegenstemmt. Wäre nun der Sperrkreis ideal verlustfrei (was natürlich unmöglich ist), so würde sich diese Gegenspannung mit einer solchen Genauigkeit der von außen auf die Klemmen K_1 und K_2 gegebenen Spannung entgegensetzen, daß der Strom J_1 überhaupt nicht zustande kommen könnte. Unter diesen Umständen gewinnt der Beobachter den Eindruck, daß der Sperrkreis einen unendlich hohen Widerstand besitzt, da trotz angelegter Spannung kein Strom J_1 fließt. Hat der Sperrkreis dagegen Verluste, so gehört zur Aufrechterhaltung des Schwingungsstromes J_2 eine gewisse Energie, die von außen zugeführt werden muß. Hiermit ist zwangläufig das Auftreten eines Stromes J_1 gegeben, und der Beobachter stellt fest, daß der gedämpfte Sperrkreis gegenüber dem verlustfreien an Widerstand verloren habe, da nunmehr eine an die Klemmen K_1 und K_2 gelegte Spannung auch einen Strom J_1 zur Folge hat. Es bedarf nur noch eines kleinen Gedankenschrittes, um zu folgern, daß der Widerstand mit wachsenden Verlusten immer mehr abnimmt. Es sei noch bemerkt, daß alle diese Betrachtungen nur dann gelten, wenn der Sperrkreis abgestimmt ist, d. h. wenn seine Eigenschwingungszahl mit der Frequenz der angelegten Spannung übereinstimmt.

Es war bereits festgestellt, daß zur Erzielung einer großen Verstärkung das im Anodenkreis liegende Kopplungsglied einen möglichst hohen Widerstand besitzen soll. Zum mindesten soll sein Widerstand groß gegenüber dem inneren Röhrenwiderstande sein. Diese Bedingung ist — von kurzen Wellen abgesehen — bei Verwendung normaler Eingitterröhren mit einem inneren Widerstande von der Größenordnung 10 000 Ohm mit Leichtigkeit zu erreichen, da der Resonanzwiderstand üblicher Sperrkreise sich zwischen etwa 100 000 und 200 000 Ohm bewegt. Geht man jedoch zu Schirmgitterröhren über, deren innerer Widerstand zwischen den Grenzen 150 000 Ohm und 700 000 Ohm liegt, so ist ein solch günstiges Verhältnis nicht mehr zu erreichen. Eine befriedigende Verstärkung kann schon erreicht werden, wenn es gelingt, den Resonanzwiderstand gleich dem inneren Röhrenwiderstande zu machen, dann ist die Verstärkung gleich dem halben Verstärkungsfaktor. Bei Schirmgitterröhren würde dies immerhin, je nach dem Verstärkungsfaktor der Röhre, 75- bis 250fache Verstärkungen je Stufe ergeben.

Über die Trennschärfe der Sperrkreisschaltung bei Schirmgitterröhren herrschen vielfach noch unklare Vorstellungen. Der einen Behauptung, daß die Selektivität mit dem inneren Röhrenwiderstande anwachse, steht die andere gegenüber, daß „die Schirmgitterröhre zwar große Verstärkung, aber keine Selektivität gebe". Beide Ansichten sind mit entsprechenden Einschränkungen richtig, was im folgenden näher dargetan sei.

Die Trennschärfe bei Sperrkreisschaltung hängt vom Dämpfungsdekrement des letzteren und von dem Verhältnis des inneren Röhrenwiderstandes zum Resonanzwiderstand ab. Zunächst muß man sich darüber klar sein, worauf überhaupt die Selektivität der Sperrkreisschaltung beruht. Ein Sperrkreis weist nur für eine ganz bestimmte Wellenlänge — die Eigenwelle — einen sehr hohen Widerstand zwischen seinen Klemmen auf, dagegen jede nach oben oder unten abweichende Welle findet nur einen kleineren Widerstand vor, und zwar ist diese Eigenschaft um so ausgeprägter, je schwächer gedämpft der Sperrkreis ist. Da nun für große Verstärkung ein hoher äußerer Anodenwiderstand notwendig ist, so wird bloß die Welle erheblich verstärkt werden, die mit der Eigenwelle des Sperrkreises übereinstimmt. Hierdurch ist die Trennschärfe bedingt.

Auch den Einfluß des inneren Röhrenwiderstandes muß man verstehen. Den besten Aufschluß erhält man vielfach durch Betrachtung der sogenannten Grenzfälle, die sich allerdings häufig nicht praktisch verwirklichen lassen würden. Es sei also angenommen, der innere Röhrenwiderstand sei außerordentlich groß. In diesem Falle würde die Verstärkung mit dem Steigen und Fallen des Sperrkreiswiderstandes genau Schritt halten, d. h. die höchste überhaupt mit diesem Sperrkreis zu erzielende Trennschärfe wäre erzielt. Allerdings wäre bei einem solch ungünstigen Verhältnis von äußerem Widerstand zu innerem Röhrenwiderstand die Verstärkung völlig unzureichend. Der Gewinn an Selektivität wäre mit Verlust an Verstärkung erkauft. Stellt man sich nun vor, die Röhre behielte ihren Durchgriff unverändert bei, während ihr innerer Widerstand zu kleineren Werten herabsinkt, so würde die Trennschärfe schlechter, die Verstärkung dagegen besser werden. Um den Zusammenhang zwischen Selektivität und innerem Röhrenwiderstand anschaulich darzustellen, wurde eine Kurve berechnet, der folgender Gedankengang zugrunde liegt: Der Widerstand des Sperrkreises möge durch eine kleine Änderung der zu empfangenden Welle auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Wert des Resonanzwiderstandes herabsinken, d. h. um 29,3 v. H. abnehmen. Wie nun schon mehrfach erwähnt, wird dann auch die Verstärkung abnehmen. Diese Verstärkungsabnahme[1]) in Prozenten der maximalen Verstärkung wurde für verschiedene Werte des Verhältnisses $\frac{R_i}{R_{res}}$ (= innerer Röhrenwiderstand dividiert durch den Resonanzwiderstand des Sperrkreises) ausgerechnet. Aus den zusammengehörigen Wertepaaren wurde Kurve Abb. 2 gezeichnet, indem der Quotient $\frac{R_i}{R_{res}}$ von links nach rechts, die prozentuale Verstärkungsabnahme nach oben abgetragen wurde. Dies ist eine zwar etwas ungewöhnliche, dafür aber leicht verständliche Art der Untersuchung der Trennschärfe. Was vermag nun die Kurve Abb. 2 zu sagen? Wie bereits festgestellt wurde, ist die größte Trennschärfe bei sehr hohem inneren Röhrenwiderstande, d. h. hier für großes $\frac{R_i}{R_{res}}$ zu erwarten, da dann „die Verstärkung mit dem Steigen und Fallen des Sperrkreiswiderstandes genau Schritt hält". Wenn dem so ist, dann muß sich die prozentuale Verstärkungsabnahme mit größer werdendem Quotienten $\frac{R_i}{R_{res}}$ dem Betrage von 29,3 v. H. nähern, um welchen Wert wir den Resonanzwiderstand des Sperrkreises willkürlich verringert hatten. Tatsächlich strebt die Kurve nach rechts dem Werte 29,3 v. H. zu, erreicht ihn allerdings erst mit unendlich hohem inneren Röhrenwiderstande. Wie liegen die Dinge nun für kleinere innere Röhrenwiderstände? Zu Beginn, also links unten, steigt die Kurve steil und fast geradlinig an. Dies ist der Bereich der Eingitterröhren, für die das Verhältnis $\frac{R_i}{R_{res}}$ die Größenordnung von etwa 0,1 hat. Der steile Anstieg besagt, daß in diesem Gebiet eine Vergrößerung des inneren Röhrenwiderstandes (durch Wahl einer Röhre mit höherem inneren Widerstande) auch eine Vergrößerung der Trennschärfe in nahezu gleichem Verhältnis zur Folge hat. Dagegen bei Schirmgitterröhren ist die Kurve in dem Bereich von $\frac{R_i}{R_{res}}$ zwischen 1 und 5 zu betrachten. Hier ist sofort zu erkennen, daß die Kurve ihre zu Beginn eingeschlagene steile Richtung längst verlassen hat, sich stark krümmt und nur noch wenig ansteigt. Hieraus geht deutlich hervor, daß der hohe innere Widerstand der Schirmgitterröhre nicht in dem Maße zur Selektivitätssteigerung beiträgt, wie dies bei ihrer beträchtlichen Verstärkung und der deshalb nur erforderlichen geringen Stufenzahl der mit solchen Röhren ausgerüsteten Empfänger erwünscht wäre.

Während die Sperrkreisschaltung im Idealfalle der völligen Verlustfreiheit eine Verstärkung gleich dem Verstärkungsfaktor der Röhre liefern würde, gestattete die Transformatorenkopplung im theoretischen Idealfalle des verlustfreien Sekundärkreises eine unendlich hohe Verstärkung bei unendlich großer Trennschärfe. Natürlich gibt es einen verlustfreien Sekundärkreis (= Gitterkreis) ebensowenig wie einen verlustfreien Sperrkreis. Indessen ist es stets wertvoll, sich die Grenzwerte des Idealfalles vor Augen zu

[1]) Von dem Umstande, daß der Sperrkreis bei Verstimmung seinen Ohmschen Widerstandscharakter verliert, möge hier abgesehen werden. Es ergibt sich hierdurch eine etwas zu hohe Selektivität.

halten, da man nur so zu einer richtigen Bewertung dieser beiden Kopplungsarten gelangen kann. Die soeben vorgenommene Gegenüberstellung kann auch noch durch folgende Überlegung ergänzt werden: Man denke sich die Röhre als Wechselstromgenerator mit hohem Eigenwiderstande. Bei der Sperrkreisschaltung strebt man danach, möglichst die ganze elektromotorische Kraft dieses Generators auf das Gitter der nächstfolgenden Röhre zu übertragen. Dies erreicht man dadurch, daß der hohe Resonanzwiderstand des Sperrkreises an die Klemmen des Generators angeschlossen wird, und infolgedessen ist nur ein kleiner Spannungsverlust im Innern des Generators in Kauf zu nehmen. Im Falle der Ankopplung mit Hilfe eines Transformators muß man im Gegensatz zur Sperrkreiskopplung danach trachten, dem Generator die höchste Leistung zu entnehmen. Mit dieser der Primärspule zugeführten Leistung schaukelt man die Spannung des Sekundärkreises hoch, was um so wirkungsvoller geschehen kann, je schwächer gedämpft dieser Kreis ist. Ein allgemein geltender Satz besagt, daß jede beliebige Stromquelle dann ihre höchste Leistung abzugeben vermag, wenn der Belastungswiderstand gleich dem inneren

In dieser Formel stellt das zweite Glied im Nenner den äußeren Anodenkreiswiderstand dar. Bei Abstimmung der Sekundärseite gilt die Beziehung:

$$1 - \Theta^2 = \frac{k^2}{1 + d_1^2}. \tag{5}$$

Berücksichtigt man noch, daß die günstigste Kopplung gegeben ist durch

$$k^2 = \frac{d_2}{d_1}(1 + d_1^2), \tag{6}$$

so wird

$$\omega \cdot L_1 \left[j + \frac{k^2}{d_2 + j(1 - \Theta^2)}\right] = \omega \cdot L_1 \cdot d_1 = Ri. \tag{7}$$

Hiermit ist nachgewiesen, daß der äußere Widerstand gleich dem inneren Röhrenwiderstand ist, in welchem Falle die angestrebte maximale Energieübertragung auf den Sekundärkreis stattfindet. Ein Zahlenbeispiel möge zeigen, daß auch für Schirmgitterröhren noch Verhältnisse herrschen, die sich verwirklichen lassen: $Ri = 1{,}5 \cdot 10^5$ *Ohm,* $R_2 = 5$ *Ohm,* $\omega = 2\pi\nu = 4 \cdot 10^6$, $L_1 = L_2 = 3 \cdot 10^{-4}$ *Hy, sonach* $d_1 = 1{,}25 \cdot 10^2$, $d_2 = 4{,}17 \cdot 10^{-3}$. *Nach Gleichung (6)*

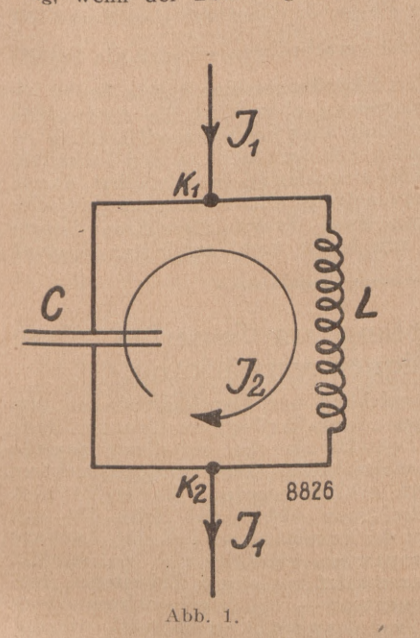


Abb. 1.

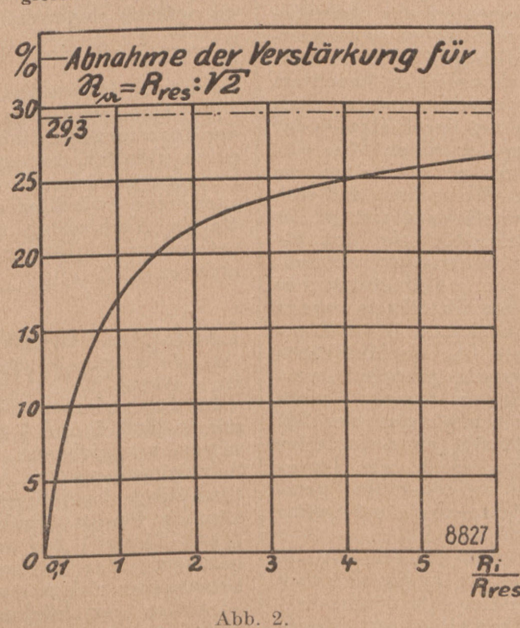


Abb. 2.

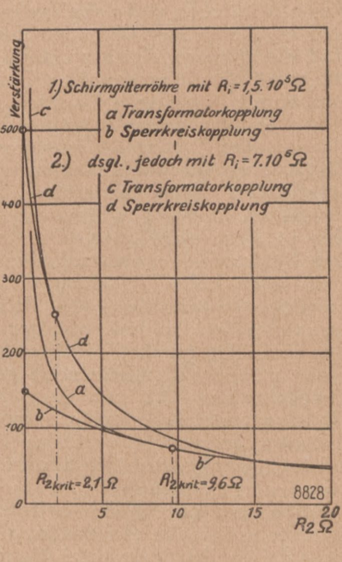


Abb. 3.

Eigenwiderstand der Stromquelle gemacht wird. Die transformatorische Schaltung gibt folglich die höchstmögliche Verstärkung in dem Falle, wo der äußere Anodenkreiswiderstand durch sekundäre Abstimmung und günstige Kopplung gleich dem inneren Röhrenwiderstande gemacht worden ist.

Daß dies möglich ist, und welche Bedingungen hierzu erfüllt sein müssen, möge folgender Rechnungsgang auszugsweise zeigen. Es sei:

- e_g = *Gitterwechselspannung,*
- D = *Durchgriff und*
- Ri = *innerer Widerstand der Verstärkerröhre,*
- L_1 = *Primärinduktivität,*
- L_2 = *Sekundärinduktivität,*
- k = *Kopplungskoeffizient zwischen* L_1 *und* L_2,
- R_2 = *Verlustwiderstand des Sekundärkreises,*
- ω = *Kreisfrequenz* $= 2\pi\nu$, *wobei* ν = *Empfangsfrequenz und schließlich* ω_0 = *Eigen-Kreisfrequenz des Sekundärkreises.*

Außerdem seien noch folgende Ausdrücke eingeführt: die „Verstimmung" $\Theta = \frac{\omega_0}{\omega}$ *und die beiden Dämpfungsmaße* $d_1 = \frac{Ri}{\omega \cdot L_1}$, $d_2 = \frac{R_2}{\omega \cdot L_2}$.

Der Strom in der Primärspule berechnet sich zu:

$$i_1 = \frac{\frac{1}{D} \cdot C_g}{Ri + \omega \cdot L_1 \left[j + \frac{k^2}{d_2 + j(1 - \Theta^2)}\right]}. \tag{4}$$

muß der Kopplungskoeffizient 72 v. H. betragen, ein Wert, der bei gleicher Primär- und Sekundärinduktivität sich noch erreichen lassen dürfte, ohne daß die eine schädliche Kopplung bewirkende Kapazität zwischen den beiden Spulen unzulässig groß wird.

Die höchst erreichbare Verstärkung bei Transformatorenkopplung ergibt sich aus der Beziehung

$$V_{tr} = \frac{\frac{1}{D}\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{2\sqrt{d_1 \cdot d_2}}. \tag{8}$$

Bei einem Verstärkungsfaktor von 150 erzielt man mit den obigen Zahlenwerten eine 104fache Verstärkung, während Sperrkreiskopplung mit den entsprechenden Daten nur 99fache Verstärkung liefert. Zur anschaulichen Entscheidung über die Frage, wann Transformatorenkopplung und wann Sperrkreisschaltung besser geeignet ist, wurden Verstärkungskurven (Abb. 3) für beide Fälle gerechnet, wobei der sekundäre Verlustwiderstand als Veränderliche gewählt wurde; die Kurven a und b gelten für eine Schirmgitterröhre mit $\Gamma i = 1{,}5 \cdot 10^5$ *Ohm und* $\frac{1}{D} = 150$, *c und d dagegen für* $Ri = 7 \cdot 10^5$ *Ohm und* $\frac{1}{D} = 500$.

Die Rechnung zeigte, daß bei Anwendung von gitterseitig abgestimmten Hochfrequenztransformatoren in Schirmgitterröhrenschaltung die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärspule ziemlich fest zu nehmen ist, und daß beide Spulen vorteilhaft gleich große Selbstinduktionswerte (d. h. gleiche

Windungszahlen in erster Annäherung) erhalten, da sonst die günstigste Kopplung aus mehreren Gründen nicht erreicht werden kann.

Welche Aufschlüsse vermögen nun die Kurven der Abb. 3 zu geben? Von links nach rechts ist der Verlustwiderstand des Sekundärkreises (= Gitterkreises) aufgetragen; wir stellen uns also vor, wir betrachteten zahlreiche solcher Kreise, die infolge ihres Aufbaues (z. B. Wabenspulen und Zylinderspulen aus dünnem Draht, dicken Draht und Hochfrequenzlitze) verschieden große Verluste aufweisen. Nach oben ist die jeweils maximal erzielbare Verstärkung sowohl in Sperrkreisschaltung als auch bei Transformatorenkopplung aufgetragen, wobei für letztere die Einhaltung der Bedingung für die günstigste Kopplung zur Voraussetzung gemacht ist. Die Kurven zeigen, daß Sperrkreisschaltung hauptsächlich den Schirmgitterröhren mit sehr hohem inneren Widerstand (z. B. Telefunken) vorbehalten bleibt, während bei kleineren Werten des inneren Widerstandes (z. B. Valvo) die Transformatorenkopplung in ihre Rechte tritt und namentlich bei verlustarmem Aufbau des Sekundärkreises den Vorzug verdient. Die Einführung einer Rückkopplung würde übrigens die transformatorische Ankopplung auch bei Röhren sehr hohen inneren Röhrenwiderstandes ermöglichen und dabei außerordenlich große Verstärkungen ergeben. Allerdings ist hierbei bekanntlich zu beachten, daß die Rückkopplung nicht zu weit getrieben werden darf, da sonst eine unangenehme Beschneidung der Seitenbänder und damit eine starke Vernachlässigung der hohen Töne eintritt. Die Kurven Abb. 3 vermögen uns noch eine weitere interessante Erkenntnis zu vermitteln. Wir sehen, daß sich die Kurven für die Transformatorenverstärkung mit größer werdendem Verlustwiderstand im Sekundärkreis den für Sperrkreiskopplung geltenden Kurven nähern und schließlich in diese einmünden. Dies hat folgende Bedeutung: Für den Punkt des Zusammenlaufens hat der Gitterkreis bereits eine solch hohe Dämpfung, daß zur Erzielung der höchstmöglichen Verstärkung die Primärspule des Hochfrequenztransformators so fest mit der Gitterspule gekoppelt werden muß, daß (auch theoretisch!) eine festere Kopplung nicht mehr möglich ist. Für noch größere Dämpfungen des Sekundärkreises läßt sich dann kein günstig dimensionierter Hochfrequenztransformator mehr bauen, d. h. ein Transformator bringt keine höhere Verstärkung mehr als Sperrkreisschaltung. Auf die anderen Gesichtspunkte sei weiter unten eingegangen.

Selbst bei nur gleich hohen Verstärkungsziffern ist die transformatorische Anodenkopplung besser, da sie einfacher ist. Neben den bekannten Schwächen der Sperrkreisschaltung (Anodenspannung am Drehkondensator und Handkapazitätsempfindlichkeit oder Notwendigkeit einer besonderen Anodendrossel) wäre noch der Fehler hervorzuheben, daß sie der Audionschaltung ähnelt, und daß daher bei ungünstigen Betriebsverhältnissen die Gefahr einer Gleichrichtung besteht. Die gleichgerichtete Hochfrequenz ist jedoch für die weitere Verstärkung verloren.

Rechnerisch verfolgt ergibt sich, daß die Kurve der Transformatorenverstärkung für einen Dämpfungswiderstand R_2 krit in die Kurve des Sperrkreises einmündet, der sich mit großer Annäherung aus der Beziehung errechnen läßt:

$$R_2\,krit = \frac{\omega \cdot L_2}{d_1}. \qquad (9)$$

In diesem Punkte ist der physikalisch begründete Grenzwert „Eins" für den Kopplungskoeffizienten k zwischen Primär- und Sekundärspule des Hochfrequenztransformators erreicht.

Betreffs der Selektivität des Hochfrequenztransformators führt eine längere Rechnung, die hier nicht wiedergegeben werden kann, zu folgender Beziehung:

$$\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega_r^2} = 2\,d_2. \qquad (10)$$

Hierin bedeutet ω_r die Resonanzkreisfrequenz des Gitterkreises, die bei Röhren mit hohem Innenwiderstande praktisch völlig gleich derjenigen des freischwingenden Kreises ist (vgl. Formel (5)), und ω diejenige von ω_r etwas abweichende Kreisfrequenz, für welche die Verstärkung auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fachen Wert gesunken ist. ***Dabei wird Erhaltung*** *der günstigsten Kopplung (Gl. (6)) vorausgesetzt.*

Die Untersuchung der Selektivität der Hochfrequenztransformatorschaltung ergibt die interessante Tatsache, daß ein Gitterkreis, der unter Einhaltung der Bedingung für die günstigste Kopplung mit der Primärspule gekoppelt ist, nur noch die Hälfte der Trennschärfe besitzt, die er bei unendlich loser Kopplung aufweisen würde. Eine sehr lose Kopplung kann jedoch nicht zum Zweck der Selektivitätsvergrößerung gewählt werden, da jedes Unterschreiten der optimalen Kopplung einen Verlust an Verstärkung zur Folge hat. Die verwendete Röhre spielt also nur mittelbar eine Rolle, indem sie den Betrag der Kopplung diktiert. Weiterhin läßt sich zeigen, daß für den Fall, in dem die Kurven Abb. 3 in Transformatorenschaltung eine höhere Verstärkung als bei Sperrkreiskopplung ergeben, auch die Selektivität der ersteren größer ist als der zuletzt erwähnten.

Auf dem Gebiete der für die Zwischenfrequenzverstärkung verwendeten Wellen kommen noch einige Gesichtspunkte hinzu, die für die transformatorische Anodenkopplung sprechen und hier auch ohne weiteres die Anwendung von Schirmgitterröhren mit hohem inneren Widerstande ermöglichen. Durch Einführung eines lamellierten Eisenkernes kann die Kopplung leicht auf den erforderlichen hohen Wert gebracht werden, eine Zunahme der Induktivität ist die weitere angenehme Folge, da hierdurch das Verhältnis $\frac{L}{C}$ vergrößert wird. Nicht verschwiegen sei, daß die Dimensionierung des benötigten Eisenkernes eine heikle Sache ist.

Bei richtiger Dimensionierung aber führt die Anwendung der Transformatorenkopplung auch bei Schirmgitterröhren zu guten Erfolgen, namentlich auf dem Gebiete der Zwischenfrequenzverstärkung. Die einschlägige Industrie hat darum auch neue Zwischenfrequenztransformatoren herausgebracht, die in Verbindung mit zwei Schirmgitterröhren Superheterodyne-Empfänger von bisher nicht erreichter Leistung ergeben.

Lautsprecherempfang am Superhet ohne Niederfrequenzverstärkung.

In der zwischen Einreichung und Drucklegung des von mir in Heft 5 und 7 des „Funk-Bastler" erschienenen Aufsatzes verstrichenen Zeit konnte die auffallend geringe Schwingneigung des beschriebenen Gegentaktgleichrichters theoretisch befriedigend erklärt werden. Es ergibt sich nämlich bereits graphisch aus Abb. 5 auf Seite 101 des „Funk-Bastler", daß der im gemeinsamen Teil der Anodenleitungen des Röhrenpaares erscheinende pulsierende Gleichstrom sich zusammensetzt aus einem Ruhestrom, dem — neben den Hörfrequenzen — ein Wechselstrom überlagert ist, dessen Frequenz d o p p e l t so hoch ist, wie die den Gittern zugeführte Steuerfrequenz. In unserem Falle erscheint also hier nicht mehr die eigentliche Zwischenfrequenz von 57,5 kHz, sondern 115 kHz. Es liegt klar auf der Hand, daß diese bei parasitärer Rückkopplung auf vorhergehende Stufen des Zwischenfrequenzverstärkers infolge Fehlens der Resonanz keine oder doch nur eine verschwindend geringe Rückkopplungswirkung entfalten kann. Außerdem leitet der kaum größer als 3000 cm wählbare Kurzschlußkondensator diese Frequenz in höherem Maße zur Kathode ab. Wie in Heft 5 ausgeführt wurde, ist gerade diese Anodenleitung des Gleichrichters infolge ihrer räumlichen Anordnung und Ausdehnung als Trägerin der höchsten Wechselspannungen zu einem nicht unbedeutenden Teil die Quelle der Selbsterregung des Zwischenverstärkers. Diese Störungsquelle ist bei dem beschriebenen Vollweggleichrichter vollkommen beseitigt, während bei Verwendung einer Einröhrenanordnung mit Drossel immer noch von der Drossel Rückkopplungen ausgehen können.

Es gelten diese Verhältnisse jedoch nur für den Fall, daß die beiden Gleichrichterröhren elektrisch gleichwertig sind, d. h. bei gleichen Steuerspannungen gleiche Anodenstromstöße liefern. Sind die letzteren dagegen nicht völlig gleich, dann kommt neben der genannten doppelten Frequenz wieder die den Gittern aufgedrückte Zwischenfrequenz zum Vorschein, und zwar um so stärker, je größer die Differenz der ineinandergreifenden Emissionsstöße der beiden Röhren ist. Wir beobachten in diesem Falle sofort wieder als Wirkung parasitärer Rückkopplungen eine mit der Verschiedenheit der beiden Röhren ansteigende Schwingneigung, die sich andererseits durch Angleichen der Anodenstromstöße vermittels geringerer Beheizung der höher emittierenden Röhre beseitigen lassen kann. *Dr. Lentze.*

Fehlerquellen an Zwischenfrequenzempfängern

Von

Dr. F. A. Lentze

Der Superhet gilt leider in Bastlerkreisen vielfach als eine „launische" Schaltung, die dem Erbauer nicht mit Sicherheit Erfolg und Befriedigung verbürge. Freilich sind die physikalischen Vorgänge beim Überlagerungsempfang etwas verwickelt, die Störungsmöglichkeiten nicht immer völlig übersichtlich, so daß der erhoffte Erfolg bisweilen nur dann mit Sicherheit zu erwarten ist, wenn sich der Erbauer über die Arbeitsweise und die empfindlichen Punkte dieser Empfängerart völlig im klaren ist und außerdem über ein gewisses Maß von praktischer Erfahrung in der Behandlung von Hochfrequenzverstärkern verfügt. Aber auch dann noch ergeben sich aus den Eigenheiten dieser Schaltungen Fehlerquellen, die selbst bei Verwendung bester Einzelteile den vollen Erfolg in Frage stellen können, wie es der Verfasser aus eigener Erfahrung und zahlreichen Zuschriften ersehen konnte. Eine genaue Beachtung dieser „Achillesfersen" des Superhets ist deshalb namentlich dem Neuling auf diesem Gebiet anzuraten.

Der Zwischenfrequenzverstärker.

An erster Stelle stand namentlich früher ein Versagen des Zwischenfrequenzverstärkers infolge vorzeitiger Selbsterregung durch parasitäre Rückkopplungen zwischen den einzelnen Stufen. Dieser Punkt ist in diesen Heften bereits mehrfach behandelt worden und sei deshalb heute übergangen, zumal es jetzt durch Abschirmung der einzelnen Stufen leicht möglich ist, auch ohne Spezialerfahrung einen ausgesprochenen Versager dieses Teiles zu vermeiden.

*

Das Transponierungssystem.

An zweiter Stelle ist eine unerwartete Minderleistung des verwendeten Eingangssystems zu nennen. Sie stiftet mitunter großen Schaden, weil viele Bastler glauben, daß seine Rolle lediglich in der Frequenzwandlung bestehe, und dabei seinen nicht unbedeutenden Anteil an der Gesamtverstärkung des ganzen Empfängers übersehen. Wenn der Transponierungseffekt gelungen ist und sie hinter dem Langwellenverstärker Empfang des Ortssenders erhalten, dann denken sie, daß jener Teil des Empfängers in Ordnung sei und wenden ihre Aufmerksamkeit ausschließlich der Arbeitsweise des Zwischenfrequenzverstärkers zu. Infolgedessen wird bei unbefriedigenden Empfangsergebnissen die wohl immer vorhandene Schwingneigung dieser Langwellenkaskade für die alleinige Ursache gehalten, und über den vielleicht wenig erfolgreichen Versuchen, deren l e t z t e n Rest völlig zu beseitigen, geht Lust und Liebe zur Sache verloren.

Man muß sich deshalb vor Augen halten, daß ein gut eingespieltes Überlagerungssystem ohne jede Zwischenfrequenz-Hochfrequenzverstärkung, also lediglich mit einem direkt hinter das Filter gelegten Audion (in Gittergleichrichtungsschaltung!), stets nicht nur den Ortssender, sondern auch eine Reihe ferner Sender zu Gehör bringt, sofern nicht die örtlichen Empfangsverhältnisse abnorm schlechte sind (Betonhäuser usw.). Diese vom Verfasser bereits in Heft 3 des „Funk-Bastler", Jahr 1928, dargelegten Verhältnisse sind ihm inzwischen von zahlreichen erfahrenen Superhetbastlern bestätigt worden.

Wird hinter ein derartiges Überlagerungssystem eine mehrstufige Zwischenfrequenzkaskade geschaltet, dann ist auch bei einer ungewöhnlich hohen Schwingneigung, wie sie im allgemeinen bei abgeschirmtem Aufbau nicht mehr vorkommt, immer noch eine ganz wesentliche Verbesserung des Fernempfanges zu erwarten. Dieses Maß an Verbesserung und Verstärkung — und damit die Wirkung des Zwischenfrequenzverstärkers — kann mühelos übersehen und festgelegt werden. Es ist deshalb beim Bau eines Überlagerungsempfängers die vom Verfasser in Heft 3 des „Funk-Bastler", Jahr 1928, angegebene Prüfung des Eingangssystems anzuraten.

*

Zwischenfrequenzrückkopplungen auf das Eingangssystem.

Neben diesen Punkten weist der Überlagerungsemfänger beliebiger Bauart noch eine weitere versteckte Gefahrenquelle auf, die noch nirgends eingehend besprochen worden ist.

Bei jedem derartigen Empfänger, den der Verfasser daraufhin untersuchen konnte, fand er immer wieder einen zunächst auffallenden Zusammenhang zwischen der Abstimmung des F i l t e r p r i m ä r k r e i s e s und der Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers: letztere ist dann am größten, wenn er in Resonanz mit dem Sekundärkreis gebracht wird. Theoretisch sollte man zwar den entgegengesetzten Fall erwarten. Man kann die Anodenleitung der Mischröhre mit dem eingeschalteten Filterprimärkreis als eine kleine „Antenne" ansehen, die dem Sekundärkreis Energie entzieht, und zwar am stärksten dann, wenn Resonanz hergestellt wird, so daß je nach der Dämpfung dieser Antenne eine mehr oder minder starke Verringerung der Schwingneigung gerade am Resonanzpunkt zu erwarten wäre, wie es sehr deutlich bei Hochantennen beobachtet werden kann. Vergrößert man in unserem Falle versuchsweise diese „Antenne" und damit ihre Dämpfung, indem man an die Eingangsklemme des Primärkreises ein Stück Draht anschließt, den man senkrecht nach oben hält, so erhöht sich die Schwingneigung bei Resonanz der Filterkreise entgegen der Erwartung noch weiter. Neigt man diese provisorische Zwischenfrequenzantenne nach der Ausgangsseite des Verstärkers zu, dann setzt sofort unstillbare Selbsterregung ein (bei mangelhafter Abschirmung). Dieser einfache Versuch liefert damit die Erklärung der genannten mit der Theorie zunächst nicht übereinstimmenden Erscheinung: die durch den Filterprimärkreis a b g e s t i m m t e Anodenleitung der Mischröhre ist tatsächlich eine „Antenne", nämlich eine Eintrittspforte für höchst unerwünschte, von übergeordneten Stufen der Zwischenfrequenzkaskade zurückgestrahlten Energien. Man muß sie zwingend als die Quelle mancher scheinbar unerklärlicher Rückkopplungserscheinungen ansehen, die dabei um so gefährlicher ist, als sie an sich Trägerin einer ganz anderen Frequenz (Empfangsfrequenz) ist, deshalb harmlos erscheint und achtlos verlegt wird. Man übersieht dabei allzu leicht, daß eben diese Leitung durch den Filterprimärkreis auf die Zwischenfrequenz abgestimmt wird, so daß Rückkopplungen dieser Wellenlänge elektiv angesaugt werden müssen.

Diese Empfindlichkeit gegen Rückkopplungen kann noch erhöht werden, wenn eine Drossel zwischen Primärkreis und Anodenbatterie (zwecks kapazitiver Rückkopplung des Rahmenkreises) eingeschaltet und nicht sorgfältig gegen die Zwischenfrequenzstufen entkoppelt wird. Fernerhin ergeben sich unter Umständen sehr ungünstige Verhältnisse, wenn man diese Anodenleitung der ersten Röhre mit den Anodenleitungen der Zwischenfrequenzröhren an eine gemeinsame Lötstelle legt, z. B. an einen gemeinsamen großen Shountkondensator zur Überbrückung der Anodenbatterie.

Auf Grund der genannten Gesichtspunkte erscheint eine erhöhte Beachtung dieser ersten Anodenleitung dringend angebracht, vor allem ihres Stückes zwischen Röhre und Filter. Da es in den meisten Fällen infolge des dazwischen aufgebauten Oszillators eine nicht unerhebliche Länge haben muß, bewährt sich die Verlegung innerhalb eines röhrenförmig gebogenen Kupferbleches von etwa 1 cm lichter Weite, natürlich mit einem dazwischengelegten dicken Gummischlauch. Das Blech ist mit der negativen Heizung zu verbinden. Bei einiger Länge ergibt sich dadurch eine gewisse Verlustkapazität, die andererseits die niedrige Zwischenfrequenz nicht nennenswert schwächen dürfte, auf deren Fortleitung es ja an dieser Stelle ausschließlich ankommt. Bei einem Empfänger des Verfassers läßt sich die Wirkung dieser Abschirmung durch Lösen des Anschlusses an die negative Heizung zeigen: wenn der Zwischenfrequenzverstärker vorher nahe am Schwingungseinsatz eingestellt ist, tritt in diesem Falle sofort Selbsterregung ein, um beim Wiederanschließen der Abschirmung abzureißen. Außerdem ist dicht hinter dem Primärkreis die erste Anodenleitung durch einen e i g e n e n Kurzschlußkondensator mit der Kathodenleitung zu verbinden und die Anodenspannung am besten durch ein getrenntes Kabel von der Spannungsquelle aus heranzuführen, um diesen höchst kritischen Anodenkreis

auf einer möglichst kurzen Strecke (also nur innerhalb der Anodenbatterie!) mit den Anodenkreisen der übergeordneten Röhren zusammenfallen zu lassen.

Sind diese Vorsichtsmaßnahmen erfüllt, dann sehen wir als sicheres Kennzeichen der Entkopplung die oben beschriebene theoretisch zu erwartende Energieentziehung des Primärkreises zur Geltung kommen: die Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers verringert sich jetzt am Resonanzpunkt mit dem Sekundärkreis! Dieses gilt aber nur dann, wenn vor diesem Versuch die Mischröhre ausgelöscht worden ist. Heizen wir sie an, so liegt auch dann meist das Maximum der Schwingneigung wieder am Resonanzpunkt; ferner steigt bereits während des Anheizens der Mischröhre diese Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers auffallend an und erreicht bei voller Heizung der ersten Röhre schließlich einen wesentlich höheren Wert, als wenn wie zuvor die Langwellenkaskade allein betrieben wird. Bei dem Lardelli-Eingangssystem kann unter Umständen diese Erscheinung so weit gehen, daß ein volles Anheizen der Doppelgitterröhre unterbleiben muß, um die Gesamtleistung nicht durch zu frühes Anschwingen des Zwischenfrequenzverstärkers herabzudrücken. Man hat diese Beobachtung beim Ultradyne damit zu erklären gesucht, daß vom Eingangssystem aus Hochfrequenzreste der Empfangsfrequenz durch den Filter hindurchwandern und parasitär von den ersten Zwischenfrequenzstufen mitverstärkt auf den Rahmen zurückwirken sollen. Dem ist entgegenzuhalten, daß diese Erscheinung auch beim Transponierungsempfang kurzer Wellen auftritt, und zwar bei Frequenzen, die unmöglich den Weg durch das Filter finden können.

Eine befriedigende Erklärung dürfte bei Beachtung folgender Punkte möglich sein:

1. Beim Transponierungsempfänger gilt ganz allgemein der Erfahrungssatz, daß beim Empfang der sogenannten langen Rundfunkwellen die Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers stets wesentlich größer ist als bei normalen Rundfunkwellen.
2. Die von der Heizung der ersten (Misch-) Röhre abhängige Schwingneigung des Langwellenverstärkers ist wesentlich geringer, wenn an Stelle eines Rahmens eine Spule als Antenne benutzt wird, und zwar auch dann, wenn man sie aus dickem Draht wickelt und durch höhere Windungszahl eine geringere Dämpfung des Eingangskreises zu erhalten sucht.
3. Versieht man diese Spule mit langen Zuführungsleitungen und nähert sie den Endstufen des Zwischenfrequenzverstärkers, so wird bei nicht erstklassiger Abschirmung sofort Selbsterregung dieses Teiles einsetzen. Mit einem getrennten Schwingaudion (s. u.) läßt sich dabei nachweisen, daß lediglich Schwingungen von der Größe der Zwischenfrequenz und nicht der Empfangsfrequenz ausgesandt werden.

Diese Erscheinungen lassen sich nur durch die Annahme befriedigend erklären, daß der infolge seiner Größe besonders aufnahmefähige Rahmenkreis aperiodisch parasitäre Zwischenfrequenzrückkopplungen ansaugt, die dann von der angeschlossenen Mischröhre einfach deshalb ausgezeichnet verstärkt werden, weil diese durch den Filterprimärkreis für die langen Wellen einen Hochfrequenzverstärker mit Anodensperrkreiskopplung darstellt. Beim Empfang der langen Rundfunkwellen liegt die Abstimmung des Rahmens den Frequenzen bereits näher und muß sie deshalb in höherem Maße aufnehmen.

Nunmehr sind wir in der Lage, die Beziehung zwischen der Abstimmung des Filterprimärkreises zur Labilität des Zwischenfrequenzverstärkers — wovon wir ausgegangen waren — völlig zu erklären: gerade, wenn dieser Kreis auf die Zwischenfrequenz abgestimmt, d. h. mit dem Sekundärkreis in Resonanz gebracht wird, dann werden irgendwelche parasitär von den übergeordneten Stufen zurückwandernden Energien einmal von der Mischröhre nach aperiodischer Aufnahme durch den Rahmen besonders gut verstärkt und zweitens von der nunmehr auf sie abgestimmten Anodenleitung dieser Röhre als „Antenne" elektiv angesaugt. Die Rückkopplung der ersten am Filter liegenden Zwischenfrequenzröhre auf dem Schleichweg über das scheinbar harmlose Frequenzwandlungs-System wird also um so fester, je genauer der Filterprimärkreis auf diese abgestimmt wird, und umgekehrt läßt sich das Maß dieser parasitären Rückkopplungen auf das Eingangssystem an dem Grade der Empfindlichkeit dieses Primärkreises bestimmen. Bei neutralisierten Verstärkern gelingt dann die Neutralisation der Filterstufe nur mangelhaft. Ist dagegen der Rückfluß parasitärer Energien durch die besprochenen und noch zu nennenden Mittel unterbunden, dann ist die Abstimmung des Kreises entgegen den früheren Ausführungen des Verfassers in Heft 3 des „Funk-Bastler", Jahr 1928, überhaupt nicht mehr kritisch, eine Handkapazität nicht mehr nachweisbar.

Übersteigen andererseits diese Rückkopplungen unter bestimmten ungünstigen Bedingungen einen gewissen Wert, so kann es, wie der Verfasser eindeutig nachweisen konnte, zu einem Mitschwingen der am Rahmen liegenden Mischröhre in der Zwischenfrequenz kommen! Tatsächlich kann diese Erscheinung theoretisch nicht überraschen, da sich ein Röhrengenerator bekanntlich auch durch abgestimmten Anodenkreis und aperiodischen Gitterkreis steuern läßt.

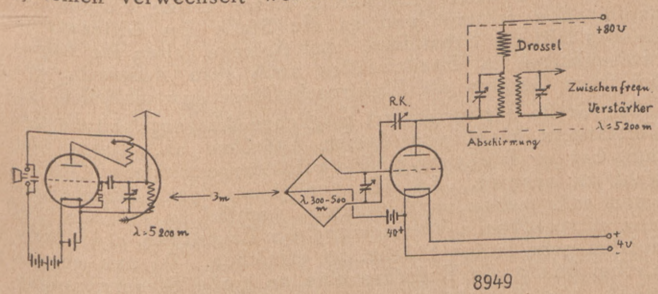
Zur Klärung dieser Verhältnisse wurde als Frequenzwandler die einfachste und deshalb übersichtlichste Schaltung gewählt, die namentlich für den Empfang kurzer Wellen geeignet ist. Es handelt sich um ein rückgekoppeltes Audion (in Dreipunktschaltung), dessen Gitterkreis als Oszillator- und Empfangskreis zugleich wirkt, allerdings wegen der Verstimmung gegenüber der Empfangsfrequenz bei Rundfunkwellen mit sehr schlechtem Wirkungsgrad, so daß hier befriedigende Ergebnisse nur bei Verwendung einer Hochantenne zu erzielen sind, wo diese Schaltung andererseits wegen ihrer starken Strahlung nicht benutzt werden darf. (Eine derartige, wenn auch anders gedeutete Anordnung liegt im Prinzip meiner Meinung nach wohl bei dem in Heft 29 des „Funk-Bastler", Jahr 1928, Seite 443, beschriebenen „vereinfachten Superhet" vor.)

Die vom Verfasser benutzte Versuchsanordnung ist in der Abbildung dargestellt. Sie arbeitet mit Anodengleichrichtung. Auch hier finden wir wieder die obenbeschriebene Verhältnisse: die Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers nimmt erheblich zu, wenn die Eingangsröhre angeheizt wird, und zwar unabhängig davon, ob sie selbst schwingt und damit Empfang liefert. Wurde nun der Rahmen an die Ausgangsseite des Empfängers bei gelöster Abschirmung gestellt, dann war im Telephon des Empfängers schlagartig ein gellendes Kreischen zu hören, das der Verfasser bei allen bisher durchprobierten Empfangssystemen ebenfalls gelegentlich gehört hatte. Die Tonhöhe des sehr unreinen Tones läßt sich durch Verstimmen des Filterprimär-Kondensators beliebig verändern, was bereits zwingend darauf hindeutet, daß es sich hierbei um ein Mitschwingen der Mischröhre in der Zwischenfrequenz handelt.

Der letzte Beweis konnte dann durch Abhören mittels eines Langwellen-Schwingaudions an völlig getrennten Batterien erbracht werden, das in einigen Metern Abstand aufgestellt worden war. Wurde der Zwischenfrequenzverstärker in Selbsterregung gebracht, so ließ sich im zweiten Empfänger ein leises Überlagerungspfeifen vernehmen; wurde dann, wie oben, der genannte gellende Ton im Telephon des Hauptempfängers erzeugt, so wurde im Kontrollempfänger, dessen Antenne dem Rahmen nahe gebracht worden war, ebenfalls ein scharfes nahes Pfeifen hörbar.

In völlig analoger Weise konnte nachgewiesen werden, daß es sich auch bei der Lardelli-Schaltung bei Entstehung derselben unangenehmen Kreischtöne, denen hier ein Aussetzen des Oszillators gelegentlich folgen kann, in gleicher Weise um ein Mitschwingen der Doppelgitterröhre und damit des Rahmenkreises in der Zwischenfrequenz handelt. Charakteristisch an diesem Ton ist übrigens, daß er auch bei Nähern der Hand an die Doppelgitterröhre die Tonlage ändert und unter Umständen aussetzt. Und damit fand ein weiteres Rätsel seine Erklärung, das ein derartiger Empfänger dem Verfasser aufgegeben hatte: es ließ sich nämlich bei ihm auf keine Weise eine Einstellung des Senders Radio-Paris auf Welle 1750 m erzielen; sowie der Rahmenkreis etwas unterhalb dieser Wellenlänge abgestimmt wurde, trat der genannte gellende Ton auf. Dieser Punkt lag etwa bei 172 kHz, d. h. bei der dreifachen Schwingungszahl der benutzten Zwischenfrequenz von 57,5 kHz! Der Rahmen war hier somit auf die dritte Harmonische der Zwischenfrequenz abgestimmt und deshalb für diese nicht mehr als aperiodisch zu bezeichnen. Diese Beobachtung dürfte sicher für Fälle von Interesse sein, wo scheinbar un-

erklärliche labile Punkte des Eingangskreises auftreten. Bei den beschriebenen Versuchen muß endlich noch betont werden, daß das Kreischen nicht mit dem sogenannten Pendeln des Gitterkondensators beim Tropadyne und anderen mit Gittergleichrichtung arbeitenden Überlagerungssystemen verwechselt werden darf. Um die Fehlerquelle



8949

Versuchsanordnung zum Nachweis eines Anschwingens des Empfangskreises in der Zwischenfrequenz.

auszuschließen, wurde zu den Versuchen Anodengleichrichtung verwendet.

*

Als Ausgangspunkt dieser Rückkopplungen über den vielleicht sehr sorgfältig entkoppelten Zwischenfrequenzverstärker hinweg auf das Eingangssystem ist offenbar in erster Linie die Anodenleitung der Gleichrichterröhre des Zwischenfrequenzverstärkers anzusehen, in der das Telephon mit unter Umständen langen Zuführungsdrähten liegt. Diese Frage ist bereits in Heft 7 besprochen worden, desgleichen die Abhilfe in Gestalt einer Zwischenfrequenz-Spezialdrossel zwischen Röhrenanode und Telephon.

Wir ersehen aus diesen Beobachtungen, daß man den Transponierungsempfänger keinesfalls als eine Kombination eines einstufigen Systems mit einem durch verschiedene Frequenz davon getrennten vierstufigen Langwellen-Verstärker ansehen darf. Es handelt sich im Grunde genommen vielmehr um eine fünfstufige Langwellen-Kaskade mit aperiodischem ersten Gitterkreis, aber Ankopplung der ersten Röhre durch Anodensperrkreis. Dieser Gesichtspunkt wird bestätigt durch die vom Verfasser in Heft 3 des „Funk-Bastler" angenommene und inzwischen bestätigte[1]) Aufnahme der sogenannten „Zwischenfrequenzfunker" durch den Rahmen.

Bei Kenntnis dieser Verhältnisse ergibt sich die Beseitigung etwa durch sie hervorgerufener Fehler von selbst: sorgfältige Entkopplung zwischen Überlagerungssystem und Zwischenfrequenzverstärker, besondere Beachtung der Anodenleitung der am Rahmen liegenden Mischröhre, eventuell Trennung der positiven Heizleitung dieser Röhre von denen der Zwischenfrequenzröhren, sorgfältige Kapselung des Filters. Wird aus Gründen der Raumersparnis das Transponierungssystem in der Mitte der Frontplatte und der Langwellenverstärker dicht dahinter angeordnet, so daß der Rahmenkreis und die erste Röhre dicht vor der zweiten oder gar dritten Zwischenfrequenzröhre zu liegen kommen, dann dürfte sich die Aufstellung einer besonderen durchgehenden Abschirmwand zwischen diesen beiden Teilen des Empfängers reichlich bezahlt machen.

Anschaltung des Grammophons an den Lautsprecher

Von
Rolf Wigand.

Vielfach wird heute die Reproduktion von Schallplatten elektrisch vorgenommen. Einerseits erfaßt man infolge der nur kleinen zu bewegenden Masse bei der Elektroschalldose die Feinheiten der gespielten Platte in weit höherem Maße, als das bei der Wiedergabe mittels der normalen Schalldose mit ihrem Hebelwerk und der großen Membran möglich war. Andererseits kann man bei normalen Schallplattenapparaten die Lautstärke, die beispielsweise für Tanzmusik in einer größeren Gesellschaft erforderlich ist, kaum erzielen. Bei der elektrischen Wiedergabe kann man jede erforderliche Lautstärke durch entsprechende Dimensionierung des Verstärkers bei Verwendung von Pianonadeln erzielen. Diese schonen die Platten sehr und geben auch meistens Einzelheiten besser als Starktonnadeln.

Da die meisten Bastler wohl bereits im Besitze eines Niederfrequenzverstärkers sind bzw. Empfänger haben, die

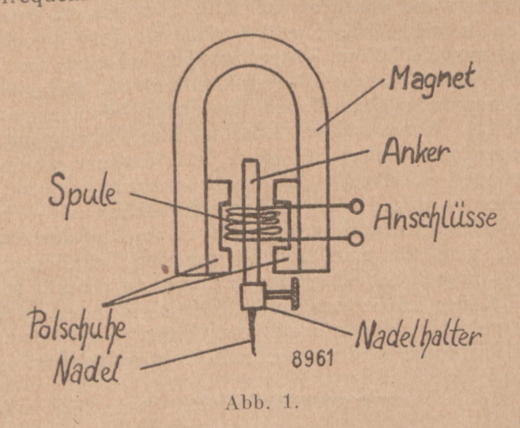


Abb. 1.

einen solchen enthalten, und da ferner im „Funk-Bastler" schon mehrfach hochwertige Verstärker beschrieben wurden, sei hier von einer Anleitung zum Bau eines solchen abgesehen. Bemerkt sei nur, daß natürlich ein guter Verstärker mit genügender Frequenzunabhängigkeit sowie eine Endröhre, die bei der geforderten Lautstärke noch nicht übersteuert ist, erste Erfordernisse für befriedigende Resultate sind.

In Abb. 1 ist die prinzipielle Konstruktion einer Elektroschalldose wiedergegeben. Ein Hufeisenmagnet trägt an

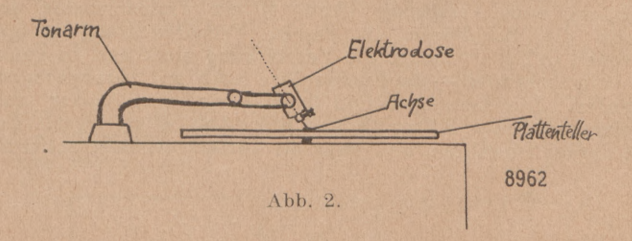


Abb. 2.

seinen Enden Polschuhe; zwischen diesen wird durch entsprechende — hier nicht gezeichnete — Konstruktion ein kleiner Eisenanker in der Schwebe gehalten. Dieser wird von einer Spule mit sehr vielen Windungen umgeben. Läuft nun die Nadel, die an dem am Anker montierten Nadelhalter befestigt wird, in der Rille einer Schallplatte entlang, so wird das dieser eingeprägte Relief die Nadel und somit den Anker in Schwingungen versetzen. Hierdurch werden in der Spule Wechselspannungen induziert, die normalerweise etwa gleich der eines Detektorempfängers in einiger Entfernung vom Ortssender sind. Ein Verstärker, der für einen Detektorempfänger ausreicht, wird im allgemeinen also auch für eine Elektroschalldose genügen.

Die normalen Dosen sind bereits mit Anschlußleitungen versehen, so daß sie also nur auf einen vorhandenen Tonarm aufgesetzt und mit dem Verstärkereingang verbunden zu werden brauchen. Als Tonarm kann nach Abnahme der normalen Schalldose der am Grammophon bereits vorhandene verwendet werden. Die Dose wird so eingesetzt, daß eine eingesetzte Nadel mit der Platte einen Winkel von

[1]) Vgl. Krautzig: Der moderne Superhet, „Funk-Bastler" Jahr 1928, Heft 22, Seite 338.

etwa 55° bildet. Ferner ist darauf zu achten, daß bei entsprechender Drehung des Tonarmes die Spitze der Nadel genau über die Achse des Triebwerkes hinweggeht (Abb. 2), da sonst leicht Verzerrungen eintreten. Das Gewicht der Elektroschalldose spielt auch eine bedeutende Rolle. Bei zu großem Gewicht wird nämlich nicht nur die Platte starker

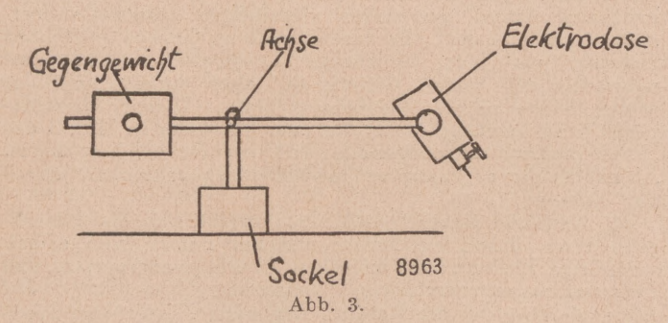


Abb. 3.

Abnutzung unterworfen, sondern es tritt dieselbe Vergröberung ein, wie bei der Verwendung von Starktonnadeln. Übersteigt das Gewicht der Abtastdose 100 Gramm wesentlich, so ist die Verwendung eines ausbalancierten Tonarmes angezeigt, wie ihn Abb. 3 schematisch zeigt.

Ein Stück Rundmessing dient als Achse und ist in einer entsprechenden Bohrung des Sockels ohne Spiel, aber auch ohne Reibung, drehbar. Die Achse trägt oben ein Lager für den eigentlichen „Tonarm", der ebenfalls aus einem Stück Rundmessing bestehen kann. Am einen Ende dieses Armes ist ein Stück Messingrohr zur Aufnahme des Rohrstutzens der Elektrodose angebracht, das andere Ende trägt das Gegengewicht. Durch passende Wahl und Verschieben des Gewichtes ist eine Regulierung des Druckes, den die Dose auf die Schallplatte ausübt, leicht möglich. Bei allzu geringem Druck gelingt die Wiedergabe nur schlecht, da die Nadel dann nicht mehr unbedingt dem Plattenprofil folgt.

Ist nun die Dose in der einen oder anderen Weise richtig am Tonarm angebracht, so muß sie an den Verstärker angeschlossen werden. Ist ein Spezialverstärker für elektrische Schallplattenreproduktion vorhanden, so werden die Anschlüsse der Elektrodose einfach an dessen Eingangsklemmen gelegt. Ist aber ein normaler Rundfunkempfänger mit eingebautem Verstärker diesem Zwecke dienstbar zu machen, so muß man etwas anders vorgehen. Liegt im Eingang zum Verstärker (Abb. 4) ein Transformator, so kann die Schalldose an dessen Primärwicklung gelegt werden (A', B'). Reicht die Verstärkung nicht aus, so kann — falls vorhanden — die Audionröhre noch mit herangezogen werden. Die Leitungen sind dann direkt an Gitter und Heizfaden dieser Röhre (A und B in Abb. 4) zu legen. Es ist darauf zu achten, daß zwar die Gitterkreisspule entfernt

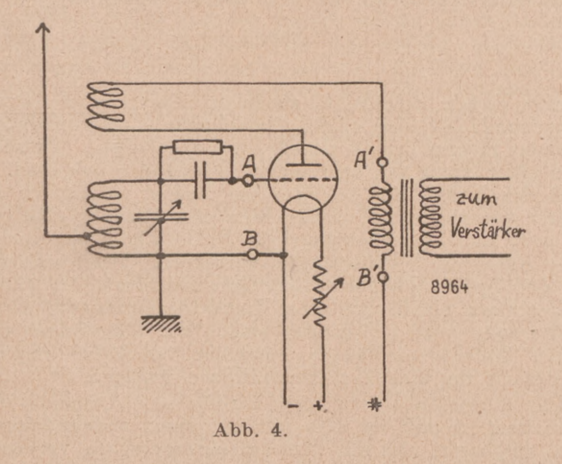


Abb. 4.

werden muß, daß hingegen die Rückkopplungs- (Anodenkreis-) Spule stecken bleibt, da sonst der Anodenkreis unterbrochen ist. Der Gitterkondensator darf nicht benutzt werden! Bei Geräten mit Anodengleichrichtung, z. B. „Loewe"-Ortsempfänger (also ohne Gitterblock!), wird die Schalldose einfach an Stelle der Gitterkreisspule angeschlossen. Die Gittervorspannung ist zu ändern, meistens in positivem Sinne. Der Abstimmkondensator ist stets auf seinen kleinsten Kapazitätswert zu stellen. Soll ein widerstandsgekoppelter Niederfrequenzverstärker in Anwendung kommen, der bereits zwischen Audion und erster Verstärkerröhre widerstandkapazitätsgekoppelt ist, so werden Anoden- und Gitterwiderstände dieser ersten Kopplungskombination entfernt und an die Stelle des Gitterwiderstandes tritt die Schalldose. Auf Anfrage geben die Apparatebaufirmen in Zweifelsfällen auch gern Auskunft, wie bei ihren Geräten die Elektroschalldose anzuschließen ist.

Die Größe der unverzerrt möglichen Ausgangsleistung des Verstärkers hängt von dessen Endröhre ab. Darauf ist auch bei der Erwägung einer Lautstärkeverminderung Rücksicht zu nehmen. An sich genügt es, dem Lautsprecher einen entsprechenden Widerstand parallel zu schalten, um eine entsprechende Verringerung der Lautstärke, etwa beim Spielen sehr lauter Stücke, zu erreichen. Da nun gerade hierbei häufig die Endröhre eine zu große Steuerspannung erhält, also übersteuert wird, ist dieses Mittel nicht besonders zu empfehlen, da dann die Güte der Wiedergabe beträchtlich in Mitleidenschaft gezogen wird. Aus diesem Grunde ist man dazu übergegangen, die von dem Elektrotonabnehmer gelieferte Wechselspannung zu regeln und so zu dosieren, daß die Endröhre unübersteuert arbeitet. Außerdem kann nun durch Verminderung der Eingangswechselspannung des Verstärkers die vom Lautsprecher abgegebene Lautstärke verkleinert werden. Anfangs benutzte man zu diesem Zwecke auch hier einen regelbaren Parallelwiderstand R (Abb. 5). Dieser Anordnung haftet der

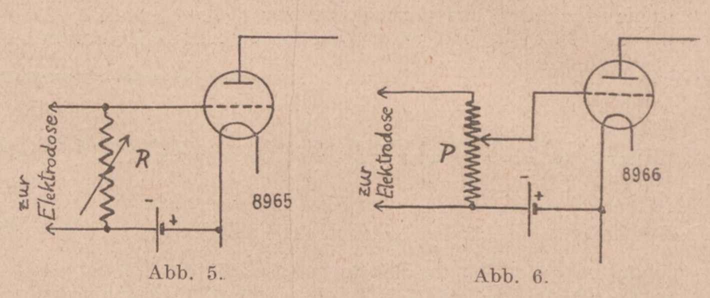


Abb. 5. Abb. 6.

Nachteil an, daß bei geringeren Widerstandswerten, also kleinerer Lautstärke, die oberen Frequenzen merklich benachteiligt werden, woraus eine unnatürliche, dumpfe Wiedergabe resultiert. Wesentlich günstiger in dieser Beziehung ist die in Abb. 6 angegebene Methode. Parallel zum Tonabnehmer wird ein Hochohmwiderstand P gelegt und an ihm die Wechselspannung zum Gitter der ersten Röhre mittels des Potentiometerschleifers abgegriffen. Die richtigen Werte für R in Abb. 5 dürften zwischen 0 und 10 000 Ohm bei Anschluß an die Primärseite eines Transformators (Abb 4, A', B') und zwischen 0 und 100 000 Ohm bei direktem Anschluß an den Gitterkreis einer Röhre (Abb. 4, A, B) liegen. Das Potentiometer P in Abb. 6 hat einen Widerstand von etwa 0,5 MΩ. Die kleinen Vorspannbatterien in den Abb. 5 und 6 sind zu dem Zweck vorgesehen, um die Röhre gitterstromfrei arbeiten zu lassen. Bei Oxydröhren, deren Gitterströme erst bei geringer positiver Vorspannung zu fließen beginnen, können sie wegbleiben, bei Thoriumröhren indes ist ihre Anbringung unter Umständen zur Behebung sonst unerklärlich scheinender Verzerrungen notwendig. Falls für den zu verwendenden Verstärker — wie das eigentlich erforderlich ist — bereits eine Gitterbatterie vorhanden ist (evtl. ein Teil der Anodenbatterie), wird die eine Leitung von der Schalldose nicht mit dem negativen Ende des Heizfadens direkt, sondern mit — 1,5 der Gittervorspannbatterie verbunden, während die andere Leitung wie sonst ans Gitter gelegt wird. Mit einigem Probieren wird man schnell die richtige Kombination finden.

Ein Rundfunkwolkenkratzer in Spanien. Für die diesjährige Funkausstellung in Barcelona soll ein Turm von etwa 400 m Höhe errichtet werden. Das Erdgeschoß wird eine Rundfunk- und Funktelegraphiestation aufnehmen, daneben soll das Turmgebäude ein Theater, ein Hotel, eine Bibliothek und ein Museum beherbergen.

Eine Rahmenantenne für Rundfunk- und Langwellen

Mitteilung aus dem Bastel-Laboratorium des „Funk".

Zahlreiche Anfragen aus unserm Leserkreise zeigten uns, daß großes Interessse für den Selbstbau von Rahmenantennen vorhanden ist, die durch einfache Umschaltung für die Wellenbereiche 200—600 m und 600—2000 m verwendbar sind.

Es dürfte allgemeinverständlich sein, daß es für den Empfang von Rundfunkwellen sehr ungünstig ist, wenn eine Rahmenantenne eine fortlaufende Wicklung besitzt, von der nur einige Windungen für den Empfang der kürzeren Wellen benutzt werden, weil dann auch der einseitig angeschlossene größere Teil der Wicklung Empfangsenergie aufnimmt, diese also dem Empfänger entzieht. Die Verhältnisse liegen nur wenig besser, wenn etwa der Rahmen aus zwei getrennten, aber doch dicht beieinanderliegenden Teilen besteht, weil in diesem Falle Energieverluste durch Induktion eintreten.

Aus diesem Grunde werden von einigen Firmen Rahmenantennen angefertigt, bei denen durch eine einfache Umschaltung von zwei oder mehr einzelnen Wicklungen (Serien-, Parallel- und Gruppenschaltung) der gesamte Wellenbereich von 200—2000 m bestrichen wird. Der Nachbau dieser, für manchen Bastler recht teuren Rahmenantennen, ist leider so schwierig, daß er nur einem in mechanischen Arbeiten erfahrenen Bastler gelingen wird. Deshalb haben wir in unserem Bastel-Laboratorium eingehende Untersuchungen mit verschiedenen einfachen Bauarten von umschaltbaren Rahmenantennen angestellt, die zu recht günstigen Ergebnissen führten.

Unsere Rahmenwicklung besteht aus zwei getrennten, verschieden großen Teilen, die für den Empfang von Langwellen in Serie und für Rundfunkwellen parallel geschaltet werden. Die anfängliche Befürchtung, daß sich bei der Parallelschaltung von zwei ganz verschiedenen Teilen schlechte Leistungen ergeben würden, hat sich in der Praxis erfreulicherweise nicht bestätigt. Es ist eine einwandfreie Abstimmung möglich, und, wie Vergleichsversuche mit anderen Rahmenantennen bewiesen, sind merkliche Verluste nicht vorhanden. Die Umschaltung kann mit einem doppelpoligen Umschalter geschehen oder — was billiger ist — mit zwei Kurzschlußsteckern und einigen Buchsen.

Abb. 1 zeigt das Schema der beiden Wicklungen L_1 und L_2, die durch die Kurzschlußstecker a und b in Serienschaltung für Langwellenempfang verbunden sind. Die unteren Buchsen c und d sind die Anschlüsse für beide Schaltungen des Rahmens.

Abb. 2 zeigt die beiden Wicklungen L_1 und L_2 in Parallelschaltung, die durch Umstecken der beiden Kurzschlußstecker a und b in einfacher Weise erreicht wird. Die in der Abbildung erkennbaren acht Buchsen werden auf einer kleinen Leiste aus Isoliermaterial befestigt, und diese Leiste wird an dem Achsenkreuz des Rahmens angebracht.

Es sei besonders hervorgehoben, daß der Wicklungssinn bzw. die Anschlüsse der Wicklungen so zu wählen sind, daß ein an der Buchse c eintretender Strom in beiden Schaltungen die beiden Wicklungen in gleichem Sinne durchfließt.

In der folgenden Tabelle sind die Wickelangaben von einigen von uns hergestellten und geprüften Rahmenantennen verschiedener Größe und Form zusammengestellt:

Rahmenform	L_1 Windungszahl	L_1 Windungsabstand mm	L_1 Seitenlänge	L_2 Windungszahl	L_2 Windungsabstand mm	L_2 Seitenlänge
Quadratisch	16	5	50	40	4	45
Quadratisch	11	8	64	26	3	70
Rechteckig	12	6	45×80	28	3	50×85

Aus der Zusammenstellung geht hervor, daß die für den Rundfunkbereich erforderliche Drahtlänge der Wicklung L_1 ungefähr 30 m und die für L_2 ungefähr 75 m beträgt bei Wickelbreiten ähnlicher Größe. Soll eine Rahmenantenne eine andere Form oder andere Größe erhalten, so kann man aus den genannten Werten der Drahtlängen die Windungszahlen annähernd errechnen.

Es erscheint nicht notwendig, über die Ausführung des erforderlichen Holzgestells genaue Angaben zu bringen; einmal, weil die möglichen Bauarten als bekannt vorausgesetzt werden, und zum andern, weil viele Bastler sich nicht allzu streng an genaue Bauanleitungen halten. Wird die meist übliche Form des auf der Spitze stehenden quadratischen Rahmens gewählt, der von einem Holzkreuz getragen wird[1]), so genügen für den ersten in der Tabelle angegebenen Rahmen zwei Holzleisten von der Stärke 3 × 2 cm, von denen

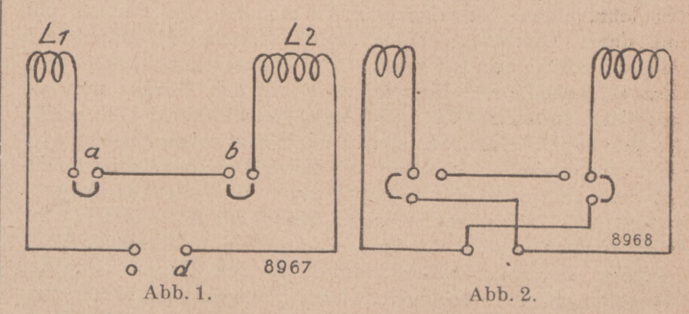


Abb. 1. Abb. 2.

die eine 70 und die andere 78 cm lang ist. In diese Leisten läßt man in der Längsrichtung durch einen Tischler Schlitze von 4 cm Länge und 5 mm Breite einschneiden. Bei der längeren Leiste, die gleichzeitig als Stütze des Rahmens dient, muß der untere Schlitz etwa 12 cm lang sein, damit das ganze Gestell mit Hilfe der 8 cm auf einem Brett oder Klotz befestigt werden kann.

Als Träger der Rahmenwicklungen werden vier Leisten von 5 mm starkem Isoliermaterial von 13 cm Länge und 5,5 cm Breite benutzt, die gemäß Abb. 3 zwei seitliche Ausschnitte erhalten. In diese Leisten werden (in der Abb. 3 angedeutet) kleine Schlitze von 1 mm Breite und 3 mm Tiefe eingeschnitten. Der Abstand dieser Schlitze richtet sich im Einzelfalle nach der beabsichtigten Windungszahl, beträgt bei dem ersten Beispiel am oberen Rande 5 mm und für die innere Wicklung 4 mm, da hier links und rechts vom Achsenkreuz je zehn Schlitze vorgesehen sind und je zwei Windungen durch einen Schlitz geführt werden.

Nach der Herstellung der Schlitze werden die Leisten der Wicklungsträger in die Holzleisten eingesetzt und durch Schrauben befestigt (vgl. Abb. 3). Da jede der beiden Wicklungen aus zwei Hälften besteht, die links und rechts vom Achsenkreuz verlaufen, so ist auf jeder Seite die Hälfte der für die vorgesehene Windungszahl erforderlichen Schlitze anzuordnen; bei größerer Wicklung richtet sich die Anzahl der Schlitze weiter danach, wieviel Windungen durch einen Schlitz geführt werden sollen. Natürlich kann die Anordnung auch so geschehen, daß die größere Wicklung außen liegt.

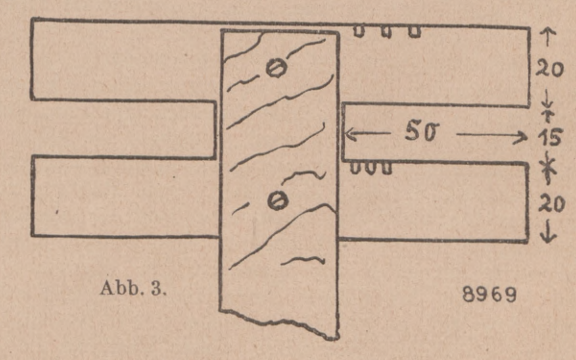


Abb. 3.

Es sei hinzugefügt, daß ohne Bedenken statt der teuren Hochfrequenzlitze Volldraht benutzt werden kann. Wir möchten isolierten Kupferdraht von 0,5 mm am meisten empfehlen, da es ziemlich schwierig ist, stärkeren Draht glatt und ordentlich aufzuwickeln und bei heftigem Ziehen die aus Isoliermaterial bestehenden Träger leicht brechen. Auch bei Verwendung von 0,3 mm starkem Draht sind befriedigende Resultate zu erzielen, doch ist Vorsicht geboten, weil der dünne Draht leicht reißt.

E. Scheiffler.

[1]) Vgl. „Funk-Bastler", Jahr 1926, Heft 16 und Jahr 1927, Heft 9.



Die Gleichrichterröhren für Akkumulatorenladung und Netzanschlußgeräte

Von
Erich Schwandt.

Der Siegeszug der Gleichrichterröhre und der erste Vormarsch des Trockengleichrichters fallen zeitlich zusammen. Ein lehrreiches Gegenbeispiel für alle die, die glauben, daß mit dem Erscheinen eines neuen technischen Hilfsmittels das bisherige erledigt wäre. Der Kupfergleichrichter wird dem Röhrengleichrichter ebensowenig den Garaus machen, wie das Netzanschlußgerät dem Akkumulator. Die beiden Arten von Gleichrichtern wie auch die beiden verschiedenen Stromquellen werden in Zukunft nebeneinander bestehen, jeder dieser Apparate wird sein eigenes Anwendungsgebiet haben, auf dem er besonders leistungsfähig ist, und dort, wo sich die Anwendungsgebiete überschneiden, werden sich die Geräte friedlich in den Gebrauch teilen. Welche enorme Verbreitung der Röhrengleichrichter besonders im letzten Jahr erfahren hat, zeigt ein Vergleich der nachstehenden Gleichrichtertabelle mit der letzten ähnlich zusammengestellten, die in Heft 21 des „Funk-Bastler",

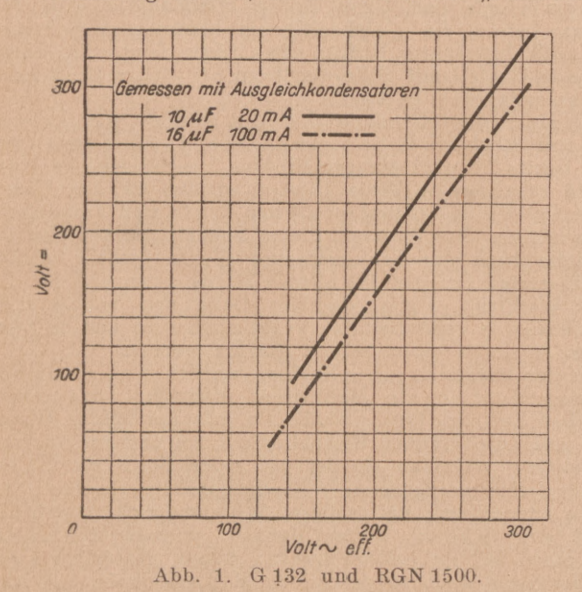


Abb. 1. G 132 und RGN 1500.

Jahr 1927, zum Abdruck kam. Die Typenauswahl beträgt das Vielfache der damaligen, und auch die Anwendungsgebiete sind heute sehr viel größer geworden.

Die Vorteile des Röhrengleichrichters, gleichgültig, ob er als Ladegleichrichter oder in Netzanschlußgeräten angewendet wird, bestehen vor allem in seiner weitgehenden Anpassungsfähigkeit an die gewünschten Spannungen und Ströme. Man stellt heute Röhrengleichrichter fast für sämtliche Spannungen und für sämtliche Ströme her, die nur benötigt werden. Kein anderes Gleichrichterprinzip ist auch nur annähernd so elastisch. In zweiter Linie ist das sichere, zuverlässige, absolut automatische Arbeiten, an dritter Stelle die völlige Rückstromfreiheit zu erwähnen. Besonders dieser Umstand ist für Ladegleichrichter von großer Bedeutung. Ferner sei auch auf die große Lebensdauer hingewiesen, die Röhrengleichrichter in der Regel erzielen. Manche Typen sind, wenn man die Heiz- und Anodenbelastung richtig wählt, überhaupt nicht tot zu bekommen. Gewiß kam es bei verschiedenen Röhren, wenn sie neu auf den Markt gebracht wurden, vor, daß die Lebensdauer unzureichend war; hier handelte es sich lediglich um Kinderkrankheiten, keinesfalls aber um eine prinzipielle Erscheinung; der Mangel wurde stets in ganz kurzer Zeit abgestellt.

Die dem Aufsatz beigegebene Tabelle stellt sämtliche Gleichrichterröhren zusammen, die heute am Markt sind, und zwar sowohl die Glühkathodengleichrichter, die teils gasgefüllt, teils Hochvakuumröhren sind, und die

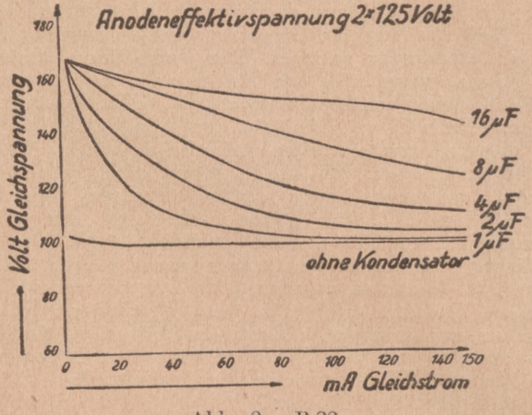


Abb. 2. R 22.

immer gasgefüllten Glimmlichtgleichrichter. Man sieht aus der Tabelle, daß die Glühkathodengleichrichter, vor allem die gasgefüllter Art, die durchweg mit Oxydkathoden ausgerüstet sind, also ihre Grundlage in der alten Wehneltkathode haben, an erster Stelle stehen. An zweiter Stelle sind die Hochvakuum-Glühkathodengleichrichter zu nennen, während die dritte Gruppe die Glimmlichtgleichrichter ausmachen. Mit Ausnahme des Seibt-Typs B 200 sind die Glimmlichtgleichrichter erst in den letzten Monaten auf den Markt gebracht worden. In Amerika haben die Glimmlichtgleichrichter in Form zahlreicher Typen der Raytheon-Röhre das Feld vollständig beherrscht. Heute dringt drüben der Glühkathodengleichrichter gegen die Raytheon-Röhre vor. Die Verhältnisse liegen dort also anscheinend umgekehrt wie bei uns, wo man Glimmlichtgleichrichter bisher nur in geringerem Umfang verwendet und der Glühkathodengleichrichter dominierend ist.

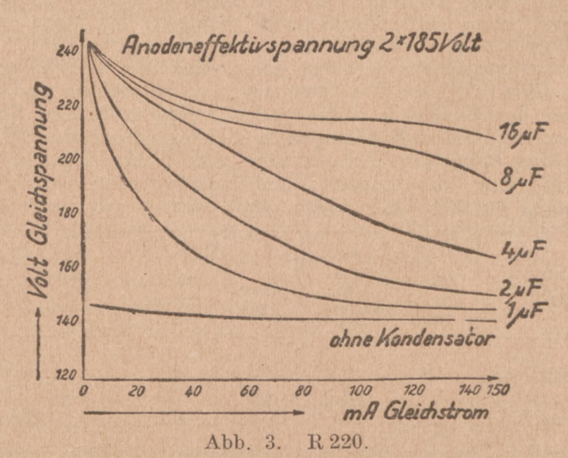


Abb. 3. R 220.

Unter den Glühkathodengleichrichtern haben wir, wie schon erwähnt, eine Unterscheidung nach dem Kathodenmaterial und nach der Athmosphäre in der Röhre zu machen. Dem Kathodenmaterial nach unterscheiden wir Gleichrichter mit der Original-Wehneltkathode, wie sie in den Varta-Gleichrichtern zur Anwendung kommt, solche mit den verschiedenen der Wehnelt-

kathode nachgebildeten Oxydkathoden, die genau so arbeiten wie die Wehneltkathode, und letzten Endes vielleicht auch die gleiche Zusammensetzung haben, dann die Gleichrichter mit der Rectronkathode, deren Grundlage ebenfalls die Wehneltkathode ist, die jedoch durch eine andere Zusammensetzung des aktiven Materials eine besonders große Elastizität erhalten hat, die Wolframkathode, die ausschließlich in Hochvakuum-Gleichrichtern für Netzanschlußgeräte angewendet wird, und die Molybdänkathode der Siemens-Röhren. Der Atmosphäre nach haben wir gasgefüllte und Hochvakuumröhren zu unterscheiden. Die ersteren zeichnen sich dadurch aus, daß sie mit geringeren Wechselspannungen größere Gleichströme zu erzielen gestatten. Über die einzelnen Abarten der Glühkathodenröhren wird bei der Besprechung der Fabrikate noch Näheres gesagt.

Die Glimmlichtgleichrichter benötigen im Gegensatz zu den Glühkathodengleichrichtern keine geheizte Kathode. Während die Glühkathodengleichrichter eine Glühkathode enthalten, ähnlich wie die Elektronenröhren, die in glühendem Zustand die gewünschten starken Elektronenströme abgibt, wird beim Glimmlichtgleichrichter von der Glimmentladung zwischen zwei kalten Elektroden Gebrauch gemacht. Durch eine ungleiche Größe der Elektroden wird eine Ventilwirkung erzielt. Ist die großflächige Elektrode Kathode, so fließt ein starker Strom durch die Röhre; ist es die kleine Elektrode, so wird der Strom beinahe ganz abgesperrt. Das Prinzip des Glimmlichtgleichrichters ist nicht neu; zu seiner technischen Vollkommenheit wurde es in Deutschland entwickelt, und zwar von Dr. Schröter, der damals bei der Julius Pintsch A. G. tätig war. Wohl hauptsächlich der herrschenden Marktlage wegen — es bestand in Deutschland noch kein großer Bedarf an Glimmlichtgleichrichtern für hohe Spannungen und kleine Ströme — wurden bei uns zunächst nur die großen Glimmlichtgleichrichter zum Laden von Akkumulatorenbatterien erzeugt, deren Stromdurchgang 0,2 Amp beträgt. In Amerika dagegen wurde auf Grund der deutschen Schutzrechte und natürlich in Benutzung weiterer amerikanischer Arbeiten die Raytheon-Röhre in Fabrikation genommen, die in ihren Grundlagen also als eigenstes deutsches Geistesgut angesprochen werden muß.

Die Tabelle nennt in Spalte 1 die Herstellerfirma bzw. das Markenwort, unter dem sich das betreffende Fabrikat im Handel befindet, in Spalte 2 die Typenbezeichnung, in Spalte 3 die Art der Röhre (Erklärung der Zeichen siehe am Fuß der Tabelle), und Spalte 4 gibt an, ob es ein Einweg- oder ein Doppelweggleichrichter ist (Halbweg- ist gleichbedeutend mit Einweggleichrichter und Vollweg- gleichbedeutend mit Doppelweg- oder Zweiweggleichrichter). Aus Spalte 5 können wir die Heizspannung der Glühkathodengleichrichter ersehen, aus Spalte 6 den Heizstrom. Die Heizspannung muß mit einem genauen Wechselstrominstrument (für Bastler kommt das Wevometer 7,5 Volt in Frage) unmittelbar an den Stiften der Röhre gemessen werden, also nicht am Transformator, da der Spannungsabfall an den Leitungen bei den hier vorhandenen starken Strömen gut einige zehntel Volt betragen kann. Spalte 7 gibt die Anodenwechselspannung bekannt, die der Transformator liefern muß. Bei den Röhren, in deren Zeile nur eine Spannung genannt ist, ist es die maximale Spannung; eine niedrigere kann man ohne Schaden für die betreffende Röhre wählen, sie gibt dann eben nur eine entsprechend geringere Gleichspannung und eventuell einen niedrigeren Gleichstrom. Sind zwei Werte genannt, wie bei den Rectron-Röhren (beispielsweise R 33: 2 × 24 bis zu 2 × 125), so hat das die Bedeutung, daß die erste Zahl die niedrigste Spannung angibt, mit der die Röhre betrieben werden kann, also 2 × 24 Volt, und die letzte die maximale Spannung. Die Werte 2 × 300 usw. dürften verständlich sein; die Anodenwicklung ist hier genau in der Mitte unterteilt, besteht also aus zwei Hälften, und jede Hälfte liefert, zwischen Ende und mittlerer Unterteilung gemessen, die angegebene Spannung, also in unserem Beispiel 300 Volt. Der ganze Transformator gibt diese Spannung zweimal ab, infolgedessen 2 × 300 Volt. Würde man das Voltmeter zwischen den Enden der Wicklung einschalten, so würde man 600 Volt messen. Abb. 8 gibt eine Erklärung für diese Verhältnisse; hier ist die Sekundärwicklung des Transformators und die Anschaltung der Röhre an diese mit den Spannungen angegeben.

Aus Spalte 8 ist die erzielbare Gleichspannung, soweit der Wert von den Firmen zu erlangen war, aus Spalte 9 der maximale Gleichstrom ersichtlich. Auch in diesen beiden Spalten sind, wenn nur ein Wert eingeschrieben ist, Maximalzahlen angegeben. Etwas anderes ist es wieder bei den Rectron-Röhren. Diese Röhren sind so elastisch, daß man ihnen, wenn man die Spannung herabsetzt, weit stärkere Ströme entnehmen kann, als sie sie herzugeben vermögen, wenn man mit hohen Spannungen arbeitet. Unter den niedrigeren Gleichspannungen in Spalte 8 sind die zu verstehen, die die Röhre liefert, wenn man die aus Spalte 7 ersichtliche niedrigere Wechselspannung an sie legt; bei diesen Spannungen liefert die Röhre dann den aus Spalte 9 ersichtlichen größeren Strom. Legt man jedoch die höhere Wechselspannung der Spalte 7 an die Anoden der Röhre, so erhält man auch die höhere aus Spalte 8 ersichtliche Gleichspannung, kann dafür aber nur den in Spalte 9 genannten niedrigeren Strom entnehmen. Das Zeichen ∼ in Spalte 8 bedeutet, daß mit diesem Wert bei der Akkumulatorenladung gerechnet werden kann; es ist der elektrolytische Mittelwert der pulsierenden Gleichspannung. Das Zeichen = dagegen nennt die am Ausgleichskondensator eines Netzanschlußgerätes vorhandene Gleichspannung. Dieser sogenannte elektrolytische Mittelwert ist der Wert, den man mit einem Drehspul-Voltmeter messen kann, wenn man die Röhre auf einen Widerstand oder auf einen Akkumulator arbeiten läßt. Es ist nicht der Spitzenwert; man kann einen Akkumulator zwar auch mit der Spitzenspannung aufladen, d. h. man kann die Spannung des Akkumulators, der geladen werden soll, so hoch wählen, daß die Spitzenspannung erreicht wird, dann könnte man aber nicht mit der vollen Stromstärke laden, und man müßte außerdem immer mit Unterbrechungen der Ladung rechnen, sobald die Netzspannung nach unten schwankt. Deshalb ist durchweg eine niedrigere Spannung angegeben, um einen genügenden Sicherheitsfaktor zu haben. Die Spannung, die man am Ausgleichskondensator mißt, ist keine pulsierende, sondern reine Gleichspannung mit sehr geringen Pulsationen. Sie ist größer als der elektrolytische Mittelwert, weil sich der Kondensator aufladet; je größer die Kapazität desselben, um so größer ist auch die erzielbare Spannung. Aus den Kurven der Abb. 2 und 3 ist das gut ersichtlich; die untere Kurve ist ohne Kondensator gemessen, es ist der elektrolytische Mittelwert, und die Kurven darüber geben die Spannung am Kondensator an, die nun mit der Kapazität ansteigt.

Ein Beispiel möge die Anwendung der Angaben erläutern: Die Röhre R 220 liefert, wenn man eine Wechselspannung von 2 × 24 Volt an ihre Anoden legt, eine pulsierende Gleichspannung mit dem elektrolytischen Mittelwert von 6 bis 10 Volt; die Stromentnahme kann bis zu 1000 Milliampere = 1 Amp betragen. Legt man jedoch eine Wechselspannung von 2 × 185 Volt an ihre Anoden, so beträgt der elektrolytische Mittelwert der vorhandenen pulsierenden Gleichspannung 160 Volt. Will man keinen Akkumulator laden, sondern den gleichgerichteten Strom in einem Netzanschlußgerät ausnutzen, und schaltet man deshalb an Stelle des Akkumulators einen Ausgleichskondensator an die Röhre, so ist an diesem eine Gleichspannung von 240 Volt max. vorhanden. Die Stromentnahme darf

Gleichrichterröhren für Netzanschlußgeräte und Akkumulatorenladung

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Firma	Typ	Art[1])	Ein- oder doppelweg	Heizspannung V	Heizstrom A	Anodenwechselspannung max V	Gleichspannung max V	Gleichstrom max mA	Emission mA	Kennlinie Abb.	Bemerkungen	Verwendung[2])	Preis M.
AEG ...	G 132	g G	doppel	—	—	2 × 300	300	100	—	1		N	9,50
Dolly ...	GD 24	Gl	doppel	3,7 ÷ 4,0	0,85	2 × 300	—	50	—	—	—	N	10,50
Loewe .	2 NG	H Gl	doppel	2,5	0,6	2 × 170	175	—	—	—		N	10,—
Philips	328	G Gl	doppel	1,8	3,5	2 × 28	18	1300	—	—	Zum Laden von 6 Zellen max	L	11,—
	367	G Gl	doppel	1,8	8,0	2 × 45	36	6000	—	—	12 " "	L	22,—
	373	H Gl	ein	2 ÷ 4	0,6 ÷ 1,0	220	220	40	—	—	—	N	14,—
	451	G Gl	doppel	1,8	3,5	2 × 16	9	1300	—	—	3 Zellen max	L	11,—
	505	H Gl	ein	4	1,0	400	400	60	—	—	—	N	15,—
	506	H Gl	doppel	4	1,0	2 × 220	220	60	—	—	—	N	14,—
	1002	G Gl	ein	1,8	2,8	160	180	100	—	—	60 Zellen max	L	11,—
	1010	G Gl	doppel	1,8	3,5	2 × 85	90	1300	—	—	30 " "	L	15,—
	1061	G Gl	doppel	2,1	2,8	2 × 1000	1000	100	—	—	—	N	Preise auf Anfrage durch Philips
	1062	G Gl	doppel	2,1	4,5	2 × 3500	3500—4000	150	—	—	—	N	
	1071	G Gl	doppel	2,1	2,8	2 × 500	500	100	—	—	—	N	
	1072	G Gl	doppel	2,1	4,5	2 × 500	500	1000	—	—	—	N	
	1074	G Gl	doppel	2,1	4,5	2 × 1000	1000	1000	—	—	—	N	
	1077	G Gl	doppel	2,1	4,5	2 × 3000	3000	300	—	—	—	N	
	1326	G Gl	doppel	1,8	3,5	2 × 45	36	1300	—	—	12 Zellen max	L	13,—
Radio-Record	R 202	G Gl	ein	1,8	3,0	50 ÷ 300	40 ÷ 300	300 ÷ 50	—	—	—	L N	6,50
	R 204	G Gl	doppel	1,8	3,0	2 × 24 ÷ 2 × 200	28 ÷ 270	1000 ÷ 120	—	—	—	L N	9,50
	R 215	G Gl	doppel	1,8	3.0	2 × 15 ÷ 2 × 26	20	1500	—	—	—	L	6.50
	R 1045	Gl	e n	10	2,5	1500	1450	50	140	—	—	N	18 50
	R 20215	Gl	doppel	1,8	3,0	2 × 15 u. 50 bis 2 × 26 u. 300	20 und 20 ÷ 120 bis 40 ÷ 300	1500 und 300 bis 1500 und 50	—	—	R 202 u. 215 in einer Röhre vereinigt	L	8,75
	RRR 134	Gl	ein	2,5 ÷ 3,5	0,8	120 ÷ 400	110 ÷ 390	65	250	—	—	N	5.50
	RRR 145	Gl	ein	3 ÷ 4,5	0,8	120 ÷ 400	110 ÷ 390	65	250	—	—	N	5,50
	RRR 234	Gl	doppel	2,5 ÷ 3 5	1,6	2 × 120 ÷ 2 × 350	180 ÷ 480	120	250	—	—	N	7,75
	RRR 245	Gl	doppel	3 ÷ 4,5	1,6	2 × 120 ÷ 2 × 350	180 ÷ 480	120	250	—	—	N	7,75
Rectron	R 22	G Gl	doppel	1,8	2,8	2 × 24 ÷ 2 × 125	6 ÷ 10 ~ bis 105 ~ oder 170 =	100 bis 500	—	2	—	L N	14,—
	R 33		doppel	1,8	2,8	2 × 24 ÷ 2 × 125	6 ÷ 10 ~ bis 105 ~ oder 170 =	200 bis 1000	—	—	—	L N	15,—
	R 44		doppel	1,8	3,5	2 × 18 ÷ 2 × 28	12 ~ bis 22 ~	1300	—	—	Für 1 bis 6 Zellen	L	11,—
	R 45		doppel	1,8	3,7	2 × 24 ÷ 2 × 72	6 ÷ 10 ~ bis 50 ~	1300	—	—	" max 24 "	L	13,50
	R 110/I/II		doppel	1,8	2,8	2 × 135	110 ~	1000	—	—	" " 45 "	L	18,—
	R 200/1,3/II ..		doppel	2,1	4,5	2 × 260	220 ~	1300	—	—	" " 80 "	L N	70,—
	R 200/1,3/III ..		3phasig	2,1	4,5	3 × 220	220	1300	—	—	—	N	75,—
	R 220		doppel	1,8	2,8	2 × 24 ÷ 2 × 185	6 ÷ 10 ~ bis 160 ~ oder 240 =	200 bis 1000	—	3	—	L N	16,—
	R 250		doppel	1,8	2,8	2 × 340	350 =	300 bis 1000	—	—	—	L N	19,50
	R 500		doppel	2,1	4,5	2 × 500	500 ÷ 600	300	—	—	—	N	70,—
	R 1000		doppel	2,1	4,5	2 × 1000	1000 =	300	—	—	—	N	—

Schrack	GD 24	Gl	doppel	3,7 ÷ 4,0	0,85	2 × 300	—	50	—	—	—	N	10,50
Seibt ..	A 250	g G	doppel	—	—	250	—	100	—	—	—	N	9,—
	B 200........	g G	doppel	—	—	200	—	80	—	4	—	N	8,50
	C 300........	g G	doppel	—	—	300	—	200	—	—	—	N	18,—
	D 500	g G	ein und doppel	—	—	500	—	200	—	—	—	N	15.—/20,—
	E 1000.......	g G	doppel	—	—	1000	—	200	—	—	—	N	25,—
Siemens											Zum Laden von		
	Gl 1.........	G Gl	doppel	1,75	4,5	2 × 28	—	1000 ÷ 1050	—	—	1 ÷ 6 Zellen	L	11,—
	Gl 1,5			1,45 ÷ 1,5	7,0	2 × 55	35 ÷ 40	1 500	—	—	12 „	L	12,—
	Gl 3c........			2,3 ÷ 2,4	12,0	2 × 55	35 ÷ 40	3 000	—	—	12 „	L	36,—
	Gl 3e			2,3 ÷ 2,4	12,0	2 × 55	35 ÷ 40	3 000	—	—	12 „	L	36,—
	Gl 6c........			2,2	13,0	2 × 55	35 ÷ 40	6 000	—	—	12 „	L	55,—
	Gl 6e			2,2	13,0	2 × 55	35 ÷ 40	6 000	—	—	12 „	L	55,—
	Gl 10a			2,2	17,0	2 × 55	35 ÷ 40	10 000	—	—	12 „	L	84,—
	Gl 10c.......			2,2	17,0	2 × 55	35 ÷ 40	10 000	—	—	12 „	L	84,—
	Gl 10e			2,2	17,0	2 × 55	35 ÷ 40	10 000	—	—	12 „	L	84,—
	Gl 0,1b......			1,75	4,5	2 × 125 oder 2 × 28	100	100 ÷ 150 oder 1000 ÷ 1500	—	—	50 oder 1 ÷ 6 „	L	14,—
	Gl 1,5b......			1,75 ÷ 1,8	9,0	2 × 125	—	1 500	—	—	30 ÷ 40 „	L	29,—
	Gl 3b			2,2 ÷ 2,3	12,0	2 × 125	—	3 000	—	—	30 ÷ 40 „	L	55,—
	Gl 6b			2,55 ÷ 2,6	17,0	2 × 125	—	6 000	—	—	30 ÷ 40 „	L	94,—
	Gl 10b			2,8	22,0	2 × 125	—	10 000	—	—	30 ÷ 40 „	L	130,—
Tekade	GT 130......	H Gl	doppel	3,5	0,5	2 × 250	250	60	—	5	—	N	14—
	GT 138......	H Gl	ein	3,5	0,5	200	250	60	—	6	—	N	14,—
	4 G 15.......	H Gl	ein	3,8	0,15	160	160	20	—	—	—	N	6,50
	3 G 130.......	H Gl	doppel	2,5	1,3	2 × 250	250	60	—	5	—	N	14—
Telefunken	RGN 1203 ...	H Gl	ein	2,3	1,1	500	500	70	—	—	—	N	40,—
	RGN 1304 ...	H Gl	ein	3,8 ÷ 4,0	1,1	500	500	100	—	—	—	N	18,—
	RGN 1503 ...	H Gl	doppel	2,5	1,5	2 × 300	300	75	—	6 a	—	N	14,—
	RGN 1054[3]..	H Gl	doppel	3,8 ÷ 4,0	1,1	2 × 300	—	75	—	6 a	—	N	14,—
	RGN 2004 ...	H Gl	doppel	3,8 ÷ 4,0	2,0	2 × 300	—	125	—	—	—	N	19,50
	RGN 1500 ...	g G	doppel	—	—	2 × 300	300	100	—	1	—	N	9,50
Valvo ..	Mikrotron ...	H Gl	doppel	3,5 ÷ 4,0	1,0	2 × 220	250	70	—	7	—	N	14,—
Varta ..											Zum Laden von		
	Simplex 1,3 A	G Gl	doppel	1,75	3,5	2 × 21	—	1300	—	—	2 Zellen	L	11,—
	Simplex 2 A.	G Gl	doppel	2,0	4,5	2 × 23	—	1000 oder 2000	—	—	3 „	L	12,—
	Duplex 2 A..	G Gl	ein	2,0	4,5	1 × 53 und 1 × 195	—	1000 oder 2000 und 80	—	—	2 und 60 „	L	14,—
	Accunodax ..	G Gl	doppel	2,0	4,5	2 × 160	—	120	—	—	60 „	L	14,—
	Accurex.....	G Gl	doppel	2,0	10,0	2 × 20 bzw. 1 × 30	—	6000 oder 3000	—	—	1 ÷ 4 od 4 ÷ 8 „	L	22,—
Wattron											Zum Laden von		
	1 A	G Gl	doppel	1,7	3,2	2 × 18	12	500 ÷ 1000	—	—	1 ÷ 6 Zellen	L	In Deutschland nicht erhältlich
	2 A			1,7	4,5	2 × 28	22	1500 ÷ 2000	—	—	1 ÷ 12 „	L	
	0,15 A			1,8	3,5	2 × 135	110	150	—	—	20 ÷ 50 „	L N	
	3 A			2,4	12	2 × 55	35 ÷ 40	3 000	—	—	12 „	L	
	6 A			2,1	17	2 × 55	35 ÷ 40	6 000	—	—	12 „	L	
	10 A			2,2	17	2 × 55	35 ÷ 40	10 000	—	—	12 „	L	

[1]) Die Buchstaben in Spalte 3 haben folgende Bedeutung: gG = gasgefüllter Glimmlichtgleichrichter, HGl = Hochvakuum-Glühkathodengleichrichter, GGl = Gasgefüllter Glühkathodengleichrichter.

[2]) L = für Akkumulatorenladung, N = für Netzanschlußgeräte.

[3]) Früher RGN 1504

bei der Akkumulatorenladung wie beim Betrieb des Netzgerätes max. 200 Milliampere betragen.

Spalte 10 nennt die Emission, ein Wert, der gemeinhin wenig interessiert. Nach ihm kann man höchstens die Ergiebigkeit der Röhren unterscheiden. Spalte 11 sagt, ob und in welcher Abbildung die Charakteristik der

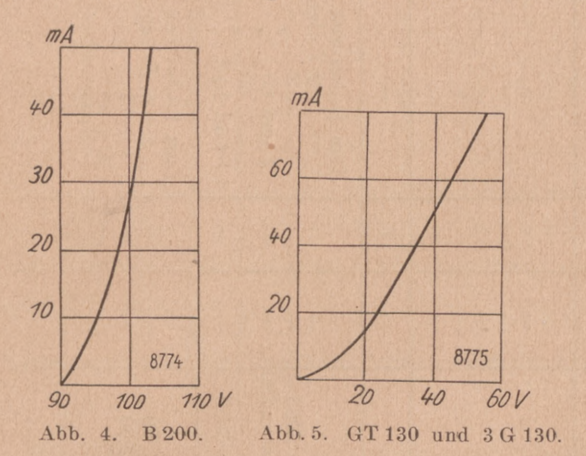


Abb. 4. B 200. Abb. 5. GT 130 und 3 G 130.

betreffenden Röhre veröffentlicht ist, Spalte 12 enthält spezielle Bemerkungen, und hier ist auch angegeben, wieviel Akkumulatorenzellen mit den einzelnen Röhren, die für Ladezwecke gebraucht werden können, maximal zu laden sind (es sind Bleiakkumulatorenzellen von 2 Volt Ruhe- und 2,7 Volt Lade-Endspannung angenommen), in Spalte 13 sagt ein L, daß die Röhre zur Akkumulatorenladung, und ein N, daß sie für Netzanschlußgeräte gebraucht werden kann, und aus Spalte 14 ist schließlich — unverbindlich — der Preis zu ersehen.

Diesen allgemeinen Ausführungen soll nun noch eine kurze Charakterisierung der einzelnen Fabrikate folgen:

Über die G 132 der AEG, die „deutsche Raytheon-Röhre“, gibt eine Abhandlung von H. Simon und M. Bareiß in der ETZ 1928, Heft 44, Seite 1604, genauen Aufschluß. Diese Glimmlichtgleichrichterröhre wurde unter Benutzung der von F. Schröter gegebenen Grundlagen in der Röhrenfabrik des Osramwerkes entwickelt. Zu ihrer Herstellung sind Patentlizenzen der Julius Pintsch A.-G., des Hydrawerkes und der amerikanischen Raytheon Mfg. Co. erforderlich. Die Röhre stimmt wohl im Prinzip mit den bekannten Glimmlichtgleichrichtern überein; während die Herstellung der letzteren jedoch mehr laboratoriumsmäßig erfolgt, wurde die G 132, wurden ihre Fabrikationseinrichtungen so vervollkommnet, daß eine ausgesprochene Massenerzeugung möglich geworden ist. Neu an dieser Röhre ist vor allem der Umstand, daß, wie bei den modernen Empfängerröhren, Erdalkalioxyde benutzt werden, um den Kathodenfall herab- und die Leistung des Gleichrichters damit heraufzusetzen. Die Kathode der Röhre enthält eine starke Schicht Bariumoxyd, und an der Oberfläche der Oxydschicht bildet sich ein dünner Film metallischen Bariums, der die Emission besorgt. Die Oxydschicht stellt das Reservoir für die Metallfolie dar, die sich so, wie sie verbraucht wird, aus dem Oxyd erneuert. Abb. 9 bringt eine Außenansicht der neuen Röhre, während Abb. 10 einen Schnitt durch das Elektrodensystem wiedergibt. Auf dem Glasfuß F ist die Kathode K mit Hilfe von Stützdrähten befestigt. Die Kathode ist pilzförmig und bis auf zwei runde Öffnungen, die sich in der eingeschweißten Bodenplatte befinden, vollkommen geschlossen. Durch diese beiden Öffnungen ragen die stiftförmigen Anoden A_1 und A_2 in das Innere der Kathode hinein. Durch Steatitröhrchen S sind die Anoden außerhalb der Kathode völlig abgeschlossen, so daß sich eine Entladung nur im Innern der pilzförmigen Kathode ausbilden kann. Dadurch wird jeglicher Einfluß der Glaswand, der sich in einer schädlichen Gasabsorption bemerkbar machen würde, ausgeschaltet und infolgedessen eine sehr günstige Lebensdauer erzielt. Die deutsche Raytheon-Röhre braucht, wie erwähnt, keinen Transformator mit Heizwicklung, sondern nur einen solchen mit einer in der Mitte unterteilten Anodenwicklung, die eine Spannung von max. 2 × 300 Volt liefert. Legt man eine Spannung von 2 × 270 Volt an die Röhre, so erzielt man eine Gleichspannung von 250 Volt bei einer Stromentnahme von 100 Milliampere. Abb. 1 gibt zwei Kurven wieder, aus denen die Abhängigkeit der Gleichspannung von der Wechselspannung bei zwei bestimmten Stromstärken zu ersehen ist. Die Größe der Ausgleichskondensatoren betrug 10 bzw. 16 μF.

Die Dolly-Röhre GD 24 ist eine ganz normale Glühkathodenröhre mit Oxydfaden.

Die Loewe-Gleichrichterröhre 2 NG ist eine Spezialröhre für die Loewe-Netzanodengeräte. Die Kathode ist anscheinend eine Oxydkathode, die im normalen Betrieb auf dunkle Rotglut gebracht wird. Sie besteht aus zwei Gruppen von je drei parallelgeschalteten Fäden; die beiden Gruppen sind hintereinander geschaltet, und jede Fadengruppe befindet sich innerhalb einer Anode.

Die Philips-Gleichrichterröhren sind teils gasgefüllte Gleichrichter mit Oxydkathode, teils Hochvakuumgleichrichter. Von den letzteren werden nur drei Typen erzeugt, denen 15 gasgefüllte Gleichrichterröhren gegenüberstehen. Die drei Hochvakuumgleichrichter werden ausschließlich für Netzanschlußgeräte gebraucht. Die von Philips in letzter Zeit herausgebrachten Anodenstromgleichrichter sind jedoch gasgefüllten Prinzips; unter ihnen befinden sich solche ganz enormer Leistungen, beispielsweise die Röhre 1074, an deren Anoden man eine Wechselspannung von 2 × 1000 Volt legen kann, die infolgedessen eine Gleichspannung von rund 1000 Volt liefert und der man hierbei 1 Amp entnehmen kann. Will man Akkumulatoren laden, so kann man sich die erforderliche Transformatorspannung nach folgenden Formeln berechnen:

für die Röhre 451: $E = 0{,}87\ (e_b + 10{,}5)$, für die anderen gasgefüllten Gleichrichterröhren: $E = 0{,}87\ (e_b + 16)$, worin E die erforderliche Transformatorspannung und e_b

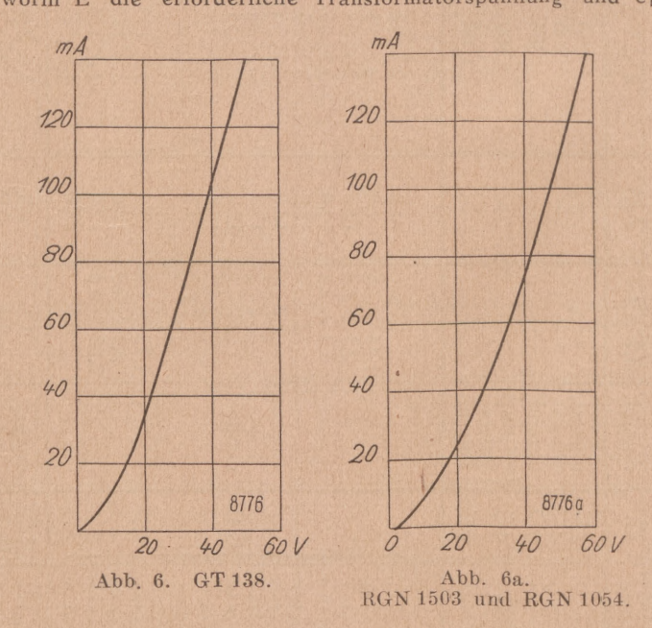


Abb. 6. GT 138. Abb. 6a. RGN 1503 und RGN 1054.

die maximale Spannung der zu ladenden Batterie bedeutet, Bleiakkumulatoren zu 2,7 Volt je Zelle, Edisonakkumulatoren zu 1,8 Volt je Zelle gerechnet. Die Philips-Röhren 1007 und 1061 bis 1077 kommen für die Anodenstromversorgung von Kraftverstärkern und Kleinsendern in Frage.

Die Radio-Record-Röhren sind durchweg Glühkathodenröhren, zumeist mit Oxydkathoden und Gasfüllung. Die Typen R 202 und R 204 sind ziemlich elastisch; man

kann der gleichen Röhre bei einer Wechselspannung von 50 Volt einen Gleichstrom von 300 Milliampere, bei einer Wechselspannung von 300 Volt aber 50 Milliamp. entnehmen (R 202). Interessant ist die R 20 215, die einen Doppelweggleichrichter für die Ladung eines Heizakkumulators und einen Einweggleichrichter für die Ladung eines Anodenakkumulators enthält.

Über die wichtigste Eigenschaft der Rectron-Röhren, nämlich über ihre große Elastizität, wurde schon vorhin einiges gesagt. Die Rectron-Röhren sind gasgefüllte Glühkathodengleichrichter mit wehneltähnlichen Hochemissionskathoden, die eine neuartige Metallverbindung als Emissionsmaterial verwenden. In ihrem Aufbau wurden insofern völlig neue Wege beschritten, als der Abstand der beiden Anodenbleche voneinander (bei den kleineren Röhren) ungewöhnlich klein gemacht wurde. Er ist kleiner als die sogenannte mittlere freie Weglänge (mit diesem Ausdruck bezeichnet man den Weg, den Gasteilchen ungehindert zurücklegen können, ohne mit anderen Teilchen zusammenzustoßen). In diesem Fall ist die Löschwirkung stärker als die Zündwirkung, so daß Entladungserscheinungen zwischen den Anoden, die man eventuell erwarten könnte, nicht auftreten können. Es ist gelungen, den Spannungsabfall der Rectron-Gleichrichter, auch der großen Typen für hohe Spannungen, nicht nur außerordentlich klein zu halten, sondern vor allem von der Belastung so gut wie unabhängig zu machen. So bringt Abb. 11 eine Kurve, aus der die Abhängigkeit des Spannungsabfalls der R 22 von der Stromentnahme ersichtlich ist. Man sieht deutlich, daß der Spannungsabfall immer etwa 12 Volt beträgt, gleichgültig, ob der Röhre 20 oder 80 Milliamp. entnommen werden. Diese unbedingte Konstanz des Spannungsabfalls hat die enorme Elastizität der Rectron-Röhren zur Folge, die vor allem dann von großem Wert ist, wenn Endverstärker betrieben werden, in deren letzter Stufe große Stromspitzen auftreten. Da ein Absinken der Spannung nicht möglich ist, können diese Amplitudenspitzen keine Verzerrungen erleiden; sie wären ihnen aber unbedingt ausgesetzt, wenn der Gleichrichter weniger elastisch und der Kondensator zu klein sein würde, um genügend Energie nachliefern zu können.

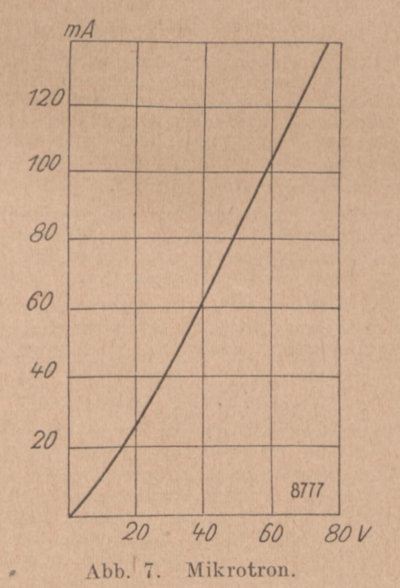


Abb. 7. Mikrotron.

Infolge ihrer Elastizität sind die Rectrongleichrichter in der Lage, nicht einen bestimmten Strom und eine bestimmte Spannung zu liefern, sondern eine bestimmte Energie, die in Strom und Spannung weitgehend veränderlich ist. Brauchen wir nur niedrige Spannungen, so können wir der Röhre große Ströme entnehmen; verlangen wir hohe Spannungen, so beschränken wir uns auf geringe Ströme. Der gleichen Röhre kann man beispielsweise entweder 10 Volt und 1 Amp, oder 200 Volt und 0,2 Amp entnehmen. Aus diesem Grunde ist mit den vorliegenden Röhren der Bau kombinierter Geräte möglich, die den Anodenstrom liefern und, in den Empfangspausen, nach der Umschaltung, die Heizbatterie laden. Um solche Geräte zu bauen, ist ein Transformator mit einer Niederspannungs-

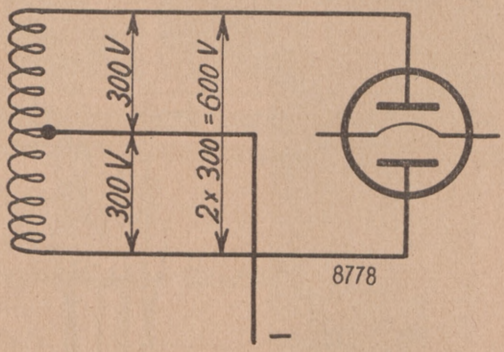


Abb. 8. Skizze für den Sinn der Anodenwechselspannung bei den Doppelwegröhren.

wicklung, für den starken Ladestrom dimensioniert, und mit einer Hochspannungswicklung, für den schwachen Anodenstrom ausreichend, notwendig.

Von den neueren Rectron-Röhren sind besonders die R 250, R 500 und R 1000 zu erwähnen, die hauptsächlich für die Speisung großer Kraftverstärker wie von Kleinsendern gebraucht werden. Die R 500 und R 1000 sind für die Versorgung von Amateur-Kurzwellensendern mit Anodenstrom geeignet. In den Durchschnittsgrößen der Netzanschlußgeräte werden hauptsächlich die Typen R 22 und R 33 verwendet, während die R 44 zur Ladung von Heizbatterien gebraucht wird.

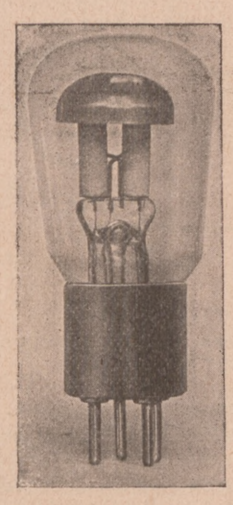
Die beiden Typen R 200/1,3/II und R 200/1,3/III werden in der Hauptsache für außerhalb der Funktechnik liegende technische Zwecke benutzt, so für den Betrieb von Höhensonnen, Magnetfuttern, kleinen regulierbaren Gleichstrommotoren u. ä. aus dem Wechselstromnetz. Besonders interessant ist die R 200/1,3/III; diese Röhre besitzt drei Anoden und wird deshalb als Dreiphasengleichrichter gebraucht. Hat man eine Phasenspannung von 380 Volt, und ist der Nullleiter des Drehstromnetzes durchgeführt, so kann man die Röhre direkt, also ohne Transformator, an das Netz anschließen. Lediglich für die Heizung ist ein kleiner Transformator notwendig. Die maximal zulässige Phasenspannung beträgt, wie erwähnt, 380 Volt. Da sich die Pulsationen des erzeugten Gleichstromes bei der Ausnutzung von drei Phasen weitgehend überlappen, ist der erhaltene Strom sehr gleichmäßig, und man kommt mit kleinen Kondensatoren aus, um einen absoluten Ausgleich zu bekommen.

Über die Schrack-Röhre GD 24 konnte ich neben den Daten nichts Näheres erfahren; den aus der Tabelle ersichtlichen Daten sei noch hinzugefügt, daß der Spannungsabfall in der Röhre 25 bis 30 Volt beträgt.

Die Seibt-Röhren sind durchweg Glimmlichtgleichrichter; sie befinden sich unter dem Namen Anotron im Handel. Die verbreitetste Anotronröhre ist die B 200; sie wird in den Seibt-Netzanschlußgeräten gebraucht. Alle fünf Typen von Seibt-Röhren sind als Doppelweggleichrichter erhältlich, die D 500 außerdem als Einweggleichrichter. Auch bei den Seibt-Gleichrichtern wird auf der Kathode eine Erdalkaliverbindung aufgebracht, um eine möglichst große Leistung zu erhalten. Näheres über die Funktion des Gleichrichters ist in der ETZ 1928, Heft 29, Seite 1077, nachzulesen.

Die Siemens-Glühkathodengleichrichterröhren besitzen eine Kathode aus thoriertem Molybdän (im Gegensatz zu den Empfängerröhrenkathoden aus thoriertem Wolfram), das sich als sehr ergiebig und für den Bau von Gleichrichtern vorteilhaft erwiesen hat. Da eine be-

sondere Aktivierung der Kathode in der beinahe fertigen Röhre hier nicht notwendig ist, können die Kathodenzuleitungen in geringerem Querschnitt gehalten werden, was das Einschmelzen wesentlich erleichtert. Die Betriebstemperatur der Kathode beträgt in den Siemens-Röhren etwa 1300 bis 1700°. Die Kolben sind mit reinem Argon gefüllt, wodurch der Spannungsabfall in der Röhre auf etwa 8 bis



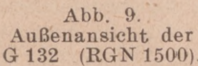


Abb. 9. Außenansicht der G 132 (RGN 1500).

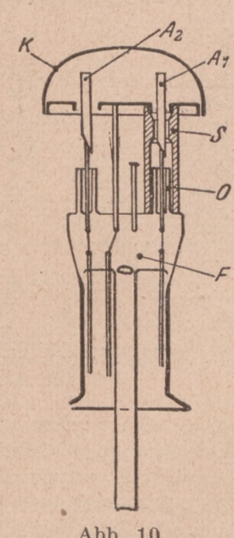


Abb. 10. Die Elektrodenanordnung der G 132 (RGN 1500) im Schnitt.

10 Volt herabgesetzt werden kann. Siemens-Röhren werden zum Laden von Akkumulatoren gebraucht und sind für die verschiedensten Spannungen und Stromstärken erhältlich. Näheres über die Siemens-Gleichrichter ist im „Funk-Bastler", Jahr 1927, Seite 711 und 731, gesagt.

Die Tekade-Gleichrichter sind Hochvakuum-Gleichrichter mit Oxydkathoden, die für die Verwendung in Netzanschlußgeräten bestimmt sind.

Das gleiche ist von den ersten fünf Typen der Telefunken-Gleichrichter zu sagen. Die Typen RGN 1503 und RGN 1054 sind für die Verwendung in normalen Netzanschlußgeräten bestimmt. Die Stromabgabe dieser Röhren ist groß genug, um auch Empfänger mit fünf und mehr Röhren ausreichend mit Anodenstrom versorgen

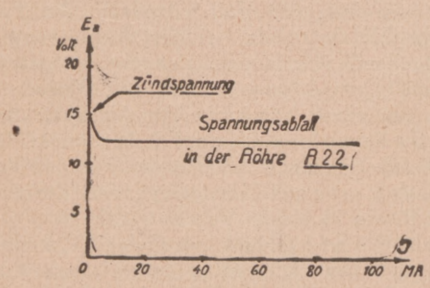


Abb. 11. Kurve des Spannungsabfalls in der R 22 in Abhängigkeit von der Stromentnahme.

zu können. Die RGN 2004 ist den beiden eben genannten Typen ähnlich, gestattet aber die Entnahme von Strömen bis 125 Milliamp, so daß man mit ihr solche Empfänger mit Anodenstrom betreiben kann, die außer den normalen Röhren eine RE 604 als Endröhre besitzen. RGN 1203 und RGN 1304 sind Einweggleichrichter und für die Erzeugung höherer Gleichspannungen bestimmt. Die RGN 1500 ist eine Glimmlichtgleichrichterröhre; sie ist mit dem AEG-Typ G 132 identisch, wird wie diese bei Osram hergestellt, und alles über die G 132 Gesagte hat infolgedessen auch für die RGN 1500 Geltung.

Die Valvo-Mikrotron ist ein normaler Gleichrichter für Anodenstrom-Netzanschlußgeräte.

Die Varta-Röhren sind sämtlich Laderöhren gasgefüllter Art mit Wehnelt-Kathoden, die zu den gleichnamigen Varta-Ladegleichrichtern gebraucht werden. Bis auf die Duplex-Gleichrichter sind es normale Doppelwegröhren; die Duplex-Röhre enthält neben der Kathode eine Anode zur Gleichrichtung eines hochgespannten schwachen und eine zweite Anode zur Gleichrichtung eines niedriggespannten starken Stromes, so daß man sie zur gleichzeitigen Ladung einer Heiz- und einer Anodenbatterie gebrauchen kann.

Die Wattron-Röhren besitzen eine Molybdänkathode und Argongasfüllung; es handelt sich hier um Gleichrichter, die im prinzipiellen Aufbau und in der Wirkungsweise den Siemens-Röhren entsprechen.

BRIEFKASTEN DES „FUNK".

Woran liegt das Pfeifen der Endröhre? Seit dem Einbau der Endverstärkerröhre Valvo 415 d pfeift der Lautsprecher sehr stark, sobald die Heizung des Audions ausgeschaltet ist bzw. nur 1 bis 2 Volt beträgt. Woran liegt diese Erscheinung und wie kann ihr abgeholfen werden?

Dr. K., Leverkusen.

Antwort: Die Ausschaltung der Heizung des Audions kann ein solches Pfeifen infolge veränderter Dämpfungsverhältnisse im Eingangskreise hervorrufen. Es ist eine bekannte Tatsache, daß bei nicht ganz sorgfältig abgeschirmten Verstärkern eine Steigerung der Verstärkung, z. B. durch Wahl einer anderen Röhre, die Schwingneigung vergrößert. Wenn das Pfeifen aber unter normalen Betriebsbedingungen, d. h. also bei geheiztem Audion, nicht eintritt, so ist dieses Verhalten des Empfängers unbedenklich, und es dürfte nicht erforderlich sein, irgend etwas zu ändern.

Der elektrodynamische Lautsprecher am Superhet. Kann man mit dem in Heft 1 des „Funk-Bastler", Jahr 1929, beschriebenen Allwellen-Schirmgitter-Superhet einen elektrodynamischen Lautsprecher betreiben?

J. M.

Antwort: Der Betrieb eines elektrodynamischen Lautsprechers ist grundsätzlich in Verbindung mit jedem beliebigen Empfänger möglich. Allerdings ist in allen Fällen zum Betrieb eines solchen Lautsprechers eine Ausgangsröhre von großer Leistung erforderlich. Man wird also entweder die letzte Röhre des Empfängers entsprechend wählen müssen, beispielsweise eine RE 604 bzw. mehrere RE 134 in Parallelschaltung, oder man muß dem Empfänger noch eine solche Endverstärkerstufe hinzufügen. Das gilt grundsätzlich für jeden Empfänger, also auch für den in Heft 1 des „Funk-Bastler" beschriebenen.

Neutrodyne-Empfänger mit Einknopfbedienung. Ist es möglich, meinen Neutrodyne-Empfänger durch Kuppeln der drei Drehkondensatoren zu einem Einknopfgerät umzubauen, ohne daß der Apparat an Leistungsfähigkeit und Selektivität verliert?

H. G., Berlin.

Antwort: Grundsätzlich ist die mechanische Kupplung der Drehkondensatoren möglich, das setzt aber absolut gleiche Spulen und absolute Gleichheit der sonstigen Bedingungen voraus. Bei Verwendung normaler Spulen, die nicht ganz sorgfältig für diesen Zweck abgeglichen sind, führt die mechanische Kupplung immer zu Schwierigkeiten, da, wenn man die Einstellung für eine bestimmte Wellenlänge richtig ausgeglichen hat, dann für eine andere Wellenlänge der eine oder andere Kondensator nicht mehr genau stimmt. Infolgedessen wird in der Praxis die Wirksamkeit eines solchen Gerätes durch Einführung der mechanischen Kupplung herabgesetzt. Man kann sich nun dadurch helfen, daß man jedem Kondensator noch einen kleinen, unabhängigen, verstellbaren Kondensator zur Feineinstellung und Korrektur parallelschaltet. Doch verzichtet man dadurch wieder auf einen Teil der Bequemlichkeit, die man durch die zwangläufige Abstimmung herbeiführen will. Die Schwierigkeiten, die besonders groß bei der von der Antenne abhängigen Abstimmung des ersten Kreises sind, sind in einem Aufsatz im „Funk-Bastler", 1928, Heft 18, Seite 273, erörtert.

Verantwortl. Hauptschriftleiter: Lothar Band, Berlin. — Verantwortlich für den technischen Teil: Reg.-Rat Dr. P. Gehne, Berlin-Lankwitz. — Druck: Ernst Siegfried Mittler und Sohn, Buchdruckerei G. m. b. H., Berlin SW 68 — Sendungen an die Schriftleitung nur nach Berlin SW 68, Kochstraße 9, Fernruf: F 5 Bergmann 2495. — Verlag: Weidmannsche Buchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstraße 94. Postscheckkonto: Berlin 883 78. Sonderkonto „Funk".